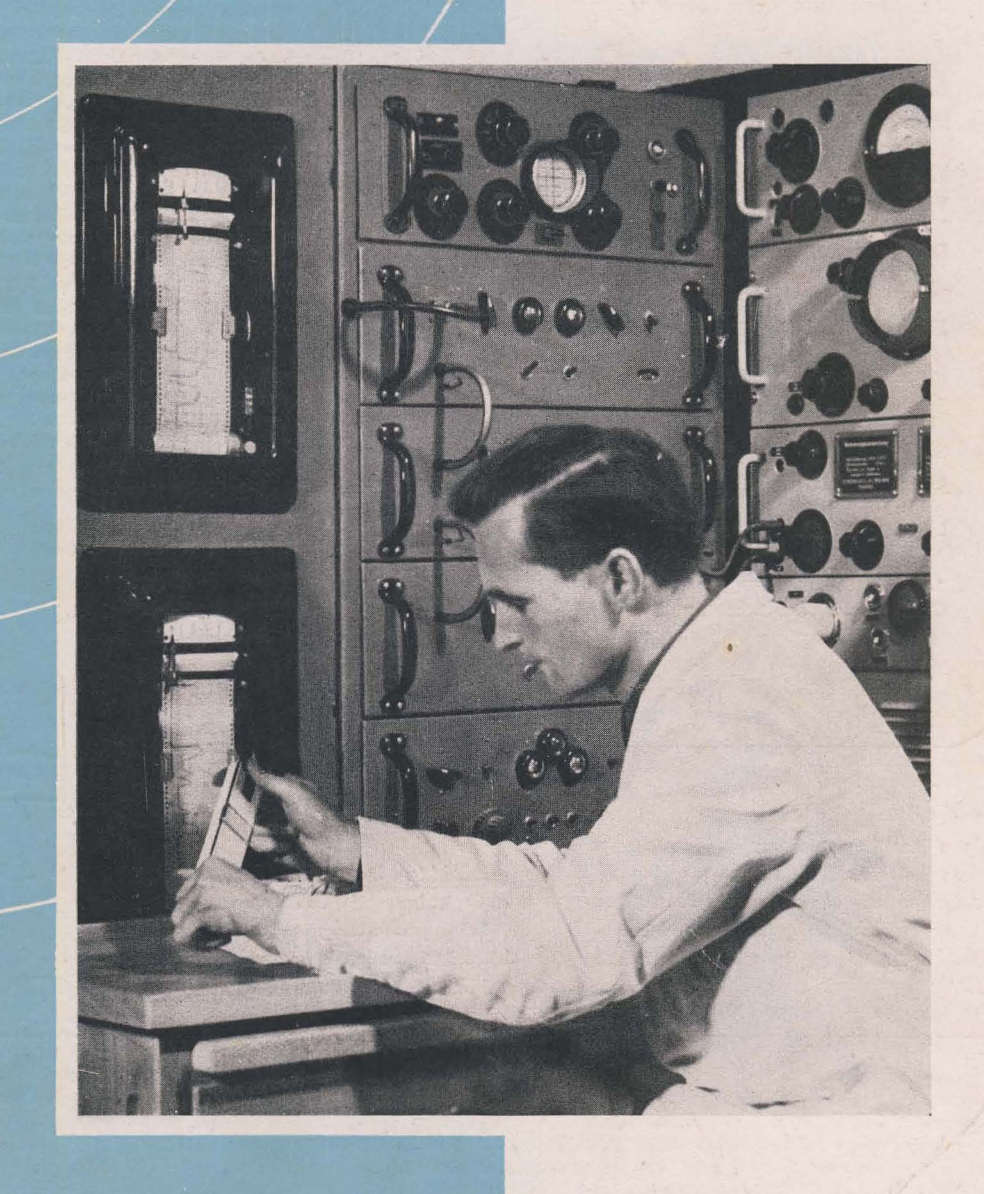
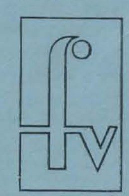
DEUTSCHE FUNK TECHNIK

2. JAHRGANG / NR. 12
LEIPZIG / DEZEMBER 1953

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK





FACHBUCHVERLAG GMBH LEIPZIG

Aus dem Inhalt

Titelbild:

Anlage zur Registrierung des atmosphärischen Störpegels im Längstwellenbereich und zur Formaufnahme einzelner Störimpulse (Observatorium Kühlungsborn des Meteorologischen und Hydrologischen Dienstes der DDR) (Werkfoto)

Die Rundfunkwellenausbreitung im Oktober 1953

Mitteilung aus dem Observatorium Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der DDR

Lang-, Mittel- und Kurzwellen

Die erste Hälfte des Monats war, abgesehen von einer stärkeren Einzelstörung am 1. Oktober, im wesentlichen ungestört. Am 15. Oktober setzte, nachdem 27 Tage vorher bereits eine Störungsserie aufgetreten war, ein kräftiger erdmagnetischer und ionosphärischer Sturm ein, der bis zum 20. Oktober in voller Stärke anhielt und dann allmählich abklang. Seine Höhepunkte erreichte der Ionosphärensturm am 17. und 19. Oktober, als die Tagesgrenzfrequenzen der F_2-Schicht um mehr als 2 MHz unter dem Normalwert lagen und kaum 4 MHz erreichten. Nach Abklingen des Sturmes war die letzte Dekade des Monats wieder ungestört, wobei der Tagesgang der F_2-Grenzfrequenz bereits winterlichen Charakter annahm.

Einen Tag vor Ausbruch des erwähnten Sturmes, am 14. Oktober, wurden zwei Mögel-Dellinger-Effekte beobachtet. Die im Bild 2 wiedergegebenen Originalregistrierungen dieses Tages zeigen gleichzeitig mit dem kurzzeitigen starken Feldstärkerückgang im Kurzwellenbereich die charakteristische Verbesserung der Ausbreitungsbedingungen für die atmosphärischen Knackstörungen im Längstwellenbereich (vgl. „Ionosphäre und Rundfunkempfang", S. 354 ff.).

Das Einsetzen des Ionosphärensturmes am folgenden Tage ist an Hand der dreistündigen erdmagnetischen Kennziffern im Bild 1 dargestellt. Dieser Fall ist ein weiteres Beispiel für die verschiedenartigen, zeitlich getrennten Auswirkungen der solaren Ultraviolettstrahlung einerseits und der gleichzeitig ausgesandten Korpuskularstrahlung andererseits. *Spr.*

Ultrakurzwellen

Länger anhaltende Hochdruckperioden bestimmten weitgehend den Witterungscharakter des Monats Oktober. Bei sehr stabiler Schichtung der unteren Atmosphäre (kräftige Ausbildung von Boden- und Höheninversionen) stellte sich im gesamten mitteleuropäischen Raum eine erhebliche Verbesserung der UKW-Fernausbreitung gegenüber den Vormonaten ein.

Sehr guter Fernempfang wurde vom 1. Oktober mittags bis zum 3. Oktober beobachtet. Sender im Abstand bis zu 500 km wurden mit Feldstärken empfangen, die um 40 db über dem Normalwert lagen. Westdeutsche, hessische und bayrische UKW-Sender wurden im Ostseeküstenbereich einwandfrei aufgenommen. Ähnliche hohe Feldstärken, die den Normalwert bis zu 50 db überstiegen, wurden auch während einer weiteren Hochdruckperiode vom 8. bis zum 13. Oktober registriert. An allen Tagen konnten die Fernsender auch in der Zeit des mittäglichen Abfalls noch einwandfrei aufgenommen werden. Eine dritte Hochdrucklage führte besonders vom 20. bis zum 23. Oktober zu guten Überreichweitenbedingungen, wobei die höchsten Feldstärken über Land am 21. Oktober, im Bereich der westlichen Ostsee am 22. Oktober auftraten. In allen drei Hochdruckperioden wurden mehrfach länger anhaltende Überlagerungen von Sendern, die auf gleicher Frequenz arbeiten, festgestellt; u. a. deckte der UKW-Sender Langenberg zeitweise den Nahsender Bungsberg vollkommen zu. Unternormale Ausbreitungsbedingungen traten lediglich am 29. Oktober im Einflußbereich einer flachen Tiefdruckrinne auf. *Kl.*

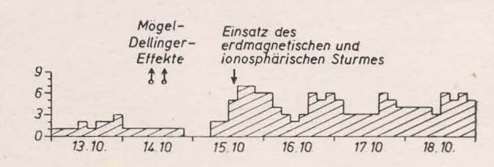
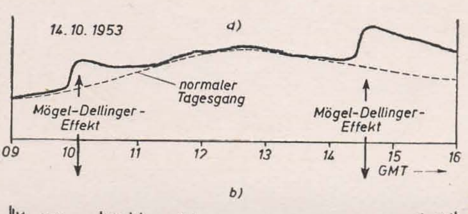


Bild 1: Einsatz des Ionosphärensturmes am 15.10.1953, dargestellt an Hand des Verlaufs der dreistündigen erdmagnetischen Kennziffern



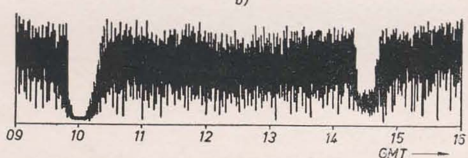
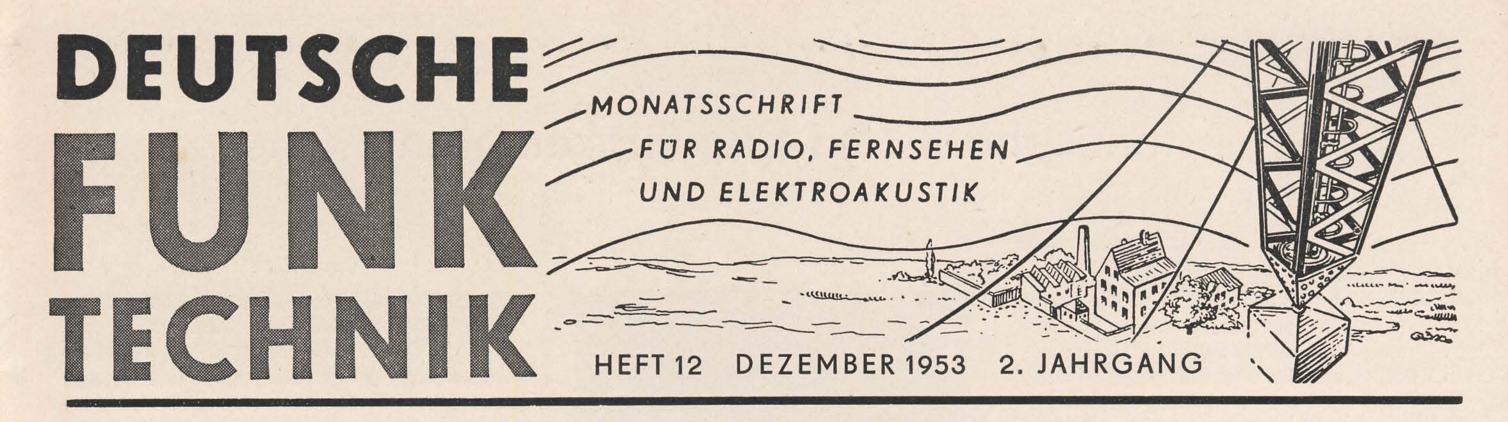


Bild 2: Mögel-Dellinger-Effekte am 14.10.1953
a) Registrierung der Zahl der atmosphärischen Störungen im Längstwellenbereich (27 kHz)
b) Feldstärkeregistrierung eines Senders im Kurzwellenbereich (6 MHz)

Redaktion: Ing. Horst Baier (Chefredakteur), Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3. Fernruf 67 87 41 und 67 71 47. — **Verlag:** Fachbuchverlag GmbH, Leipzig W 31, Karl-Heine-Str. 16. Fernruf: 41743, 42163 und 42843. — Postscheckkonto: Leipzig 13723. Bankkonto: Deutsche Notenbank Leipzig 1879. Kenn-Nr. 21 355. — Erscheint einmal im Monat. — Bezugspreis: Einzelheft 2,— DM. In Postzeitungsliste eingetragen. — Bestellungen über die Postämter, den Buchhandel, beim Verlag oder durch die Beauftragten der ZZW. — **Anzeigenverwaltung:** DEWAG-Werbung, Deutsche Werbe- und Anzeigengesellschaft, Filiale Leipzig, Leipzig C 1, Katharinenstr. 3, Fernruf: 2 00 83. Telegrammanschrift: Dewagwerbung Leipzig, Postscheck: Leipzig 122 747 und sämtliche DEWAG-Filialen. — **Druck:** Tribüne Verlag und Druckereien des FDGB/GmbH Berlin, Druckerei III Leipzig III/18/36. — Veröffentlicht unter der Lizenz-Nr. 1129 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik.



Deutschland den Deutschen

Wieder geht ein Jahr des Kampfes um Frieden und Einheit zu Ende. Vieles wurde erreicht, vieles muß noch im neuen Jahr vollendet werden. Der neue Kurs in der Deutschen Demokratischen Republik hat uns und den Patrioten in Westdeutschland neue Kräfte und Impulse gegeben. Das kommende Jahr soll zum „Jahr der großen Initiative" der Werktätigen in Ost und West unseres Vaterlandes für ein besseres und schöneres Leben, für die Stärkung der Einheit der Arbeiterklasse und für ein unabhängiges demokratisches Deutschland werden. Jeder Tag, den wir auf diesem Wege erfolgreich beenden, bringt uns dem Ziele näher bzw. den amerikanischen Imperialisten und der Adenauerclique als ihr Geschäftspartner in Westdeutschland empfindliche Verluste. Darum beschleunigen die Bonner Kreise als skrupellose Geschäftsleute einer Politik der Vernichtung immer mehr die Eingliederung unserer westdeutschen Heimat in den aggressiven Nordatlantik-Block und die Inkraftsetzung der Kriegsverträge. Außerdem versuchen sie mit allen Mitteln, unsere westdeutsche Jugend für die amerikanische Unkultur zu gewinnen, um sie dann um so leichter als Kanonenfutter in die zukünftige westdeutsche Söldnerarmee eingliedern zu können. Der Hintergrund dieser Politik ist dabei in dem Streben der imperialistischen Weltmonopole nach Erzielung von Maximalprofiten auf Kosten der werktätigen Menschen zu suchen. Sie wollen in Westdeutschland ihr Kapital leicht anlegen und unvorstellbar hohe Gewinne erzielen, indem sie u. a. zum Beispiel das Realeinkommen der hochqualifizierten Arbeitskräfte mit Hilfe aller kapitalistischen Machenschaften ständig schmälern. Unter solchen Bedingungen einer modernen Wirtschaftssklaverei wird Westdeutschland nie einen politischen und wirtschaftlichen Aufstieg erleben können. Der Tribut, den die Arbeiterklasse im Westen unserer deutschen Heimat bei gleichzeitiger Überfremdung der Wirtschaft entrichten muß, ist ungeheuerlich. Neben den Besatzungskosten von rund 10 Milliarden Mark müssen außerdem noch rund 550 Millionen Mark für alte und neuen Auslandsschulden aufgebracht werden. Die Imperialisten werden nicht annehmen wollen, daß sich das deutsche Volk dies auf die Dauer gefallen läßt. Kein ehrlicher Deutscher will eine Verewigung der Spaltung seiner deutschen Heimat und eine Beteiligung an dem aggressiven Nordatlantik-Block. Jeder ehrlich Schaffende will nur den Frieden und ein unabhängiges demokratisches Deutschland. Deshalb ist unser tägliches Schaffen zu jeder Stunde auf dieses schöne Lebensziel gerichtet. Frei von den Ketten einer imperialistischen Knechtschaft, frei von Militaristen und Faschisten, das ist das Ziel der Gegenwart und der Zukunft, für das wir täglich ringen. Die deutsche Arbeiterklasse wird im gegenwärtigen Zeitgeschehen durch eine verstärkte Aktionseinheit Adenauer und seine Clique genau so stürzen, wie einst unsere Vorfahren den feudalen Großgrundbesitzer Bismarck. Deshalb muß gerade jetzt, am Ausgang des alten Jahres und im Hinblick auf das kommende „Jahr der großen Initiative" jeder von uns die Geschichte des damaligen heldenhaften Kampfes der deutschen Arbeiterklasse besonders studieren und daraus für den gegenwärtigen Einsatz die entsprechenden Lehren ziehen. Die Aktionseinheit der deutschen Arbeiterklasse und aller anderen Patrioten wird dann in der nahen Zukunft die Reaktion und ihre staatlichen Versklavungseinrichtungen in Westdeutschland wie ein Wirbelwind hinwegfegen und ein unabhängiges demokratisches Deutschland auf friedlichem Wege erzwingen. Jeder, der guten Willens ist, möge sich daher diese Gedanken im Zeichen des bevorstehenden Weihnachtsfestes, des Festes des Lichtes und des Friedens, ganz besonders zur inneren Verpflichtung machen und sie in seinem Herzen im kommenden Jahr an erste Stelle setzen. Wir wollen als verantwortungsbewußte deutsche Menschen in dieser schönen Weihnachtszeit nicht nur mit den Lippen vom Frieden auf Erden sprechen und singen, sondern uns innerlich auch gleichzeitig auf unsere große Aufgabe in dem gesellschaftlichen Geschehen vorbereiten, indem wir vor unserem Gewissen geloben, für den Frieden, für die Einheit unseres Vaterlandes, für den Sozialismus als die gerechteste Sache unseres Erdendaseins im unerschütterlichen Glauben unentwegt einzutreten. So sind einst die Helden der deutschen Arbeiterklasse gegen das Bismarcksche Sozialistengesetz erfolgreich vorgegangen. So laßt uns auch gegen Adenauer kämpfen und zu diesem Zwecke die Aktionseinheit der gesamtdeutschen Arbeiterklasse im nächsten Jahr mit unvorstellbarer Kraft verstärken und vollenden. Wer weiterhin wie die fortschrittlichen Werktätigen in Westdeutschland von den imperialistischen Kräften jetzt so rigoros mit allen despotischen Mitteln bekämpft wird, hat außerdem das Recht, den eigenen Kampf nunmehr unter Ausnutzung aller zur Verfügung stehenden Mittel zu führen. Wir in der Deutschen Demokratischen Republik sind mit heißem Herzen dabei und helfen durch Verwirklichung des neuen Kurses auf allen Gebieten des täglichen Lebens und der Wirtschaft mit, das große gemeinsame Ziel eines unabhängigen demokratischen Deutschlands schneller zu verwirklichen.

In diesem Sinne wünscht die DEUTSCHE FUNK-TECHNIK allen Lesern ein frohes und glückliches Weihnachtsfest.

Horst Baier

Verlagsmitteilung an unsere Leser

In der Erkenntnis, daß dem Fachzeitschriftenwesen wie auch der Buchproduktion im kommenden Jahr besonderes Augenmerk geschenkt werden muß, um der fortschreitenden Entwicklung Rechnung tragen zu können, wurde nach eingehenden Überlegungen beschlossen, alle Fachzeitschriften des Fachbuchverlages und des Verlages „Die Wirtschaft" ab 1954 in einem Verlag herauszugeben. Während der Fachbuchverlag sich entsprechend seiner Namensgebung künftig nur noch auf das Fachbuch für Industrie und Handwerk konzentriert, erhält der Verlag „Die Wirtschaft" mehr noch als bisher die Struktur eines Fachzeitschriftenverlages. Mit dieser Konzentration im Verlag „Die Wirtschaft" ergeben sich für unser Fachzeitschriftenwesen neue Perspektiven in der Verbesserung der bereits bestehenden wie auch in der Entwicklung neuer Fachzeitschriften für unsere Wirtschaft.

Unsere Zeitschrift DEUTSCHE FUNK-TECHNIK wird somit ab 1. Januar 1954 im neuen Verlag erscheinen. Die Anschrift des Verlages lautet:

Verlag „Die Wirtschaft",
Berlin W 8, Französische Str. 53 bis 55, Tel. 22 53 71.

Briefsendungen für die Redaktion richten Sie bitte weiterhin an

DEUTSCHE FUNK-TECHNIK,
Berlin-Treptow, Puschkinallee 3.

Fachbuchverlag GmbH

Dipl.-Ing. K. SPRENGER

Ionosphäre und Rundfunkempfang

Zahlreiche Funkamateure wenden ihr Interesse neben technischen Fragen auch den Ausbreitungserscheinungen der Rundfunkwellen zu und beschäftigen sich mit den Vorgängen in der Ionosphäre. Auch der Rundfunkhörer hat häufig Anlaß, über die teilweise sehr stark wechselnden Empfangsbedingungen nachzudenken, und der Rundfunkhandel dürfte daher in seinem Kundendienst gelegentlich auf diesbezügliche Fragen einzugehen haben. Aus diesen Gründen wird seit einiger Zeit auf der zweiten Umschlagseite der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK über die besonderen Erscheinungen der Rundfunkwellenausbreitung berichtet.

Zur Erklärung dieser Erscheinungen muß ein deutlicher Unterschied gemacht werden zwischen den Frequenzbereichen des Lang-, Mittel- und Kurzwellenrundfunks einerseits und dem neu hinzugekommenen Ultrakurzwellenrundfunk, einschließlich Fernsehen, andererseits. Die Feldstärkeschwankungen im Ultrakurzwellenbereich sind fast ausschließlich durch die meteorologischen Verhältnisse der unteren Luftschichten bedingt und können daher im folgenden nicht behandelt werden, wenn von dem Einfluß der Ionosphäre auf die Rundfunkwellenausbreitung die Rede sein soll. Nur in ganz seltenen Ausnahmefällen sind extreme UKW-Reichweiten von über 1000 km auf besondere ionosphärische Effekte zurückzuführen, worauf noch eingegangen wird. In den erstgenannten Frequenzbereichen, vor allem bei den Kurzwellen, sind wir solche und noch viel größere Reichweiten, ja ganze Erdumläufe als selbstverständlich gewöhnt, die sich aus dem Vorhandensein elektrisch leitfähiger Schichten in der Hochatmosphäre, eben der Ionosphäre, ergeben.

Die Ionosphärenschichten entstehen durch sehr kurzwelliges ultraviolettes Sonnenlicht, unter dessen Einwirkung ein Teil der Luftmoleküle in der Hochatmosphäre ionisiert wird. Die Ionisierung besteht in der Abtrennung von Elektronen, die dann als freie negative Ladungsträger existieren und die ursprünglich neutralen Luftmoleküle als positive Ladungsträger, als Ionen, zurücklassen. Da die Luft ein Gemisch aus mehreren Gasen mit unterschiedlichen Ionisationseigenschaften ist, bilden sich auf diese Weise mehrere getrennte Ionisationsschichten in verschiedenen Höhen aus, von denen die Hauptschichten die E-Schicht in etwa 100 km Höhe und die F-Schicht in etwa 300 km Höhe sind. Trägt man die Zahl der Ladungsträger pro Kubikzentimeter (Ladungsträgerkonzentration) als Funktion der Höhe auf, so ergibt sich für diese beiden Hauptschichten etwa das Bild 1.

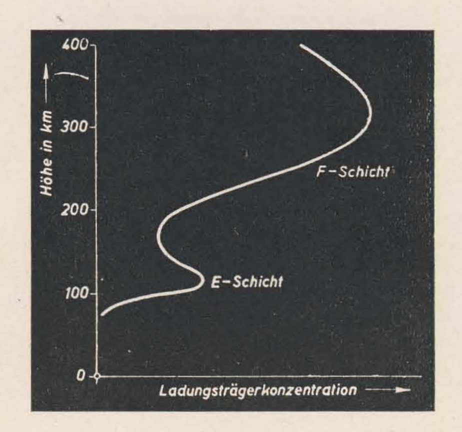


Bild 1: Ladungsträgerkonzentration der E- und F-Schicht als Funktion der Höhe

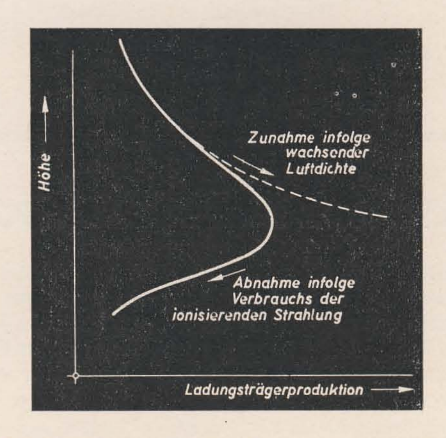


Bild 2: Erläuterung der Entstehung einer diskreten Ionisationsschicht

Wie es überhaupt zur Ausbildung diskreter Schichten mit verhältnismäßig scharfer Untergrenze kommen kann, ist aus Bild 2 zu ersehen. Bei Eindringen der ultravioletten Sonnenstrahlung von oben her in die Erdatmosphäre nimmt die Ionisation zunächst entsprechend der wachsenden Luftdichte nach unten hin stetig zu. Diese Zunahme findet aber mehr oder weniger schnell ein Ende, weil dann die zur Ionisation erforderliche Strahlung bereits weitgehend verbraucht ist. Daher nimmt die Ionisation unterhalb einer gewissen Höhe nach unten hin wieder ab, und es entsteht auf diese Weise eine regelrechte Schicht mit ausgeprägtem Ionisationsmaximum.

Die Ladungsträgerkonzentration einer solchen Schicht ist entsprechend ihrer Entstehungsursache natürlich stark von dem jeweiligen Sonnenstand abhängig, das heißt von der Tages- und Jahreszeit. Die Schichten sind bei hohem Sonnenstand im allgemeinen stärker ionisiert als bei niedrigem Sonnenstand. Eine bemerkenswerte Ausnahme hiervon macht die F-Schicht, da sie sommertags regelmäßig geringere Ladungsträgerkonzentrationen aufweist als wintertags. Die Ursache dafür dürfte sein, daß sich die Schicht infolge der sommerlichen Aufheizung und der daraus resultierenden thermischen Expansion der Atmosphäre über einen wesentlich größeren Höhenbereich erstreckt. Die Gesamtionisation der Schicht ist dann zwar gesetzmäßigerweise größer als im Winter, verteilt sich aber auf eine so große Schichtdicke, daß auf das einzelne Kubikzentimeter eine geringere Ionisation entfällt. Eine weitere Folge dieser großen vertikalen Ausdehnung ist, daß die F-Schicht an Sommertagen regelmäßig eine Doppelstruktur nach Bild 3 annimmt, bestehend aus der normalen, auch nachts und im Winter vorhandenen Hauptschicht, die F_2-Schicht genannt wird, und einem deutlich abgesetzten Ausläufer an ihrem Unterrand, der als F_1-Schicht bezeichnet wird.

Wie erwähnt, ist die F_2-Schicht auch nachts stets vorhanden, obwohl dann keine Ladungsträger mehr erzeugt werden. Die Wiedervereinigung (Rekombination) der am Tage erzeugten Ladungsträger nimmt jedoch eine gewisse Zeit in Anspruch, und zwar um so mehr, je geringer die Luftdichte und damit die Zahl der Zusammenstöße der Moleküle ist. Eine höhere Ionosphärenschicht wird also nachts länger fortbestehen können als eine

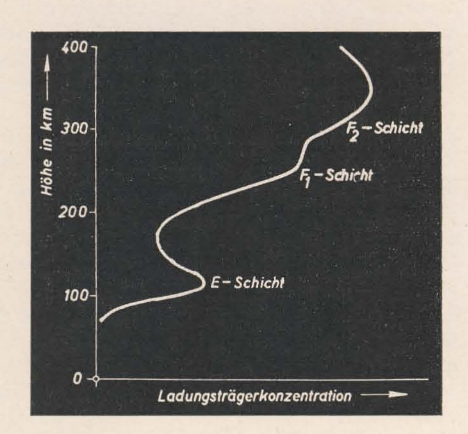


Bild 3: Aufspaltung der F-Schicht in eine F_1- und F_2-Schicht an Sommertagen

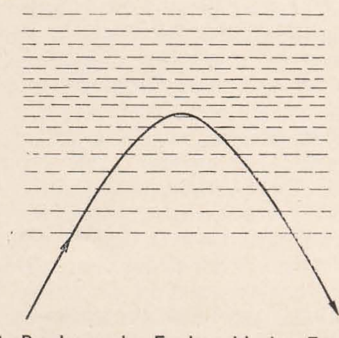


Bild 4: Brechung des Funkstrahls bei Eintritt in eine Ionosphärenschicht

niedriger gelegene Schicht mit größerer Luftdichte. So ist z. B. die E-Schicht bereits kurz nach Sonnenuntergang so schwach, daß sie mit Kurzwellen nicht mehr nachgewiesen werden kann, während die F_2-Schicht, wenn auch abgeschwächt, die ganze Nacht hindurch wirksam bleibt.

Es ist seit langem bekannt, daß sich die Radiowellen über große Entfernungen immer unter Mitwirkung der Ionosphärenschichten ausbreiten. Die Ionosphäre wirkt dabei etwa wie ein Spiegel, an dem die vom Sender in den Raum hinausgehende Strahlungsenergie reflektiert wird, um dann die Erde in einer gewissen Entfernung von oben her als „Raumwelle" zu erreichen. Tatsächlich handelt es sich dabei nicht um eine echte Reflexion, sondern um eine stetige, abwärtsgerichtete Brechung des Funkstrahls bei seinem Eindringen in die Ionosphärenschicht, wie es im Bild 4 dargestellt ist. Die Stärke der Brechung hängt außer von der Ladungsträgerkonzentration vor allem von der Frequenz ab, und zwar in der Weise, daß der Funkstrahl mit wachsender Frequenz „steifer" wird. Bei gegebener Ladungsträgerkonzentration gibt es eine „Grenzfrequenz", oberhalb dieser Grenzfrequenz reicht die Brechung nicht mehr aus, um den Strahl nach unten umzubiegen. Er wird zwar noch gekrümmt, durchsetzt aber die Schicht, wie es im Bild 5 gezeigt ist. Da die Ladungsträgerkonzentration der F-Schicht entsprechend den Bildern 1 und 3 im allgemeinen größer ist als die der E-Schicht, gibt es Strahlen, die die E-Schicht durchsetzen, aber von der F-Schicht reflektiert werden. Wenn die Frequenz so hoch ist, daß auch die F_2-Schicht durchsetzt wird, kommt der Funkstrahl überhaupt nicht mehr zur Erde zurück und scheidet damit als Nachrichtenweg aus. Liegt andererseits die Frequenz des Funkstrahls unterhalb der Grenzfrequenz der E-Schicht, so findet die Reflexion unter allen Umständen an der E-Schicht statt, und die F-Schicht wird in diesem Falle „abgedeckt". Eine grundsätzliche, nicht zu vermeidende Abdeckung einer höheren Schicht durch eine tiefere findet immer dann statt, wenn die obere Schicht eine geringere Ladungsträgerkonzentration aufweist als die untere. Eine solche Schicht entzieht sich also normalerweise jeglicher Beobachtung und tritt nur dann in Erscheinung, wenn die untere Schicht einmal ausnahmsweise nur sehr schwach ionisiert ist. In solchen Fällen konnte man gelegentlich sowohl dicht über der E-Schicht als auch dicht über der F_2-Schicht je eine weitere Schicht beobachten, die E_2-Schicht und die G-Schicht. Ob diese Schichten auch sonst regelmäßig vorhanden sind, kann nicht festgestellt werden. Für die Funkausbreitung haben sie kaum Bedeutung.

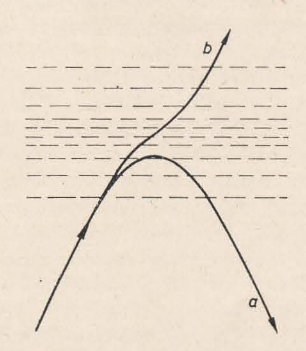


Bild 5: Strahlengang in Abhängigkeit von der Frequenz

a) Frequenz kleiner als Grenzfrequenz

b) Frequenz größer als Grenzfrequenz

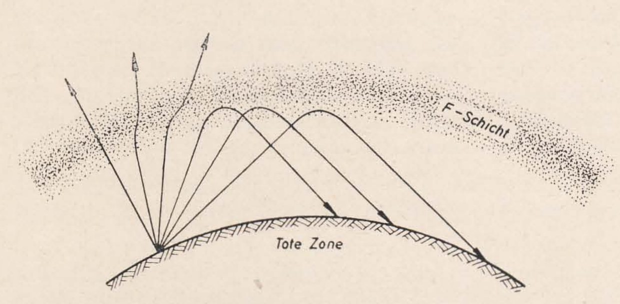


Bild 6: Entstehung einer „toten Zone" infolge Abhängigkeit der Grenzfrequenz vom Einfallswinkel

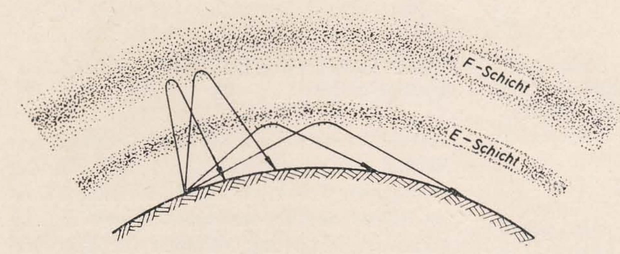


Bild 7: Abdeckung der F-Schicht durch die E-Schicht bei flachem Strahlengang

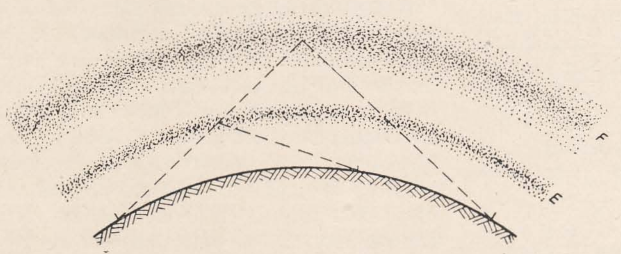


Bild 8: Maximale Sprungweite bei E- und F-Schicht-Reflexion

Die Grenzfrequenz einer Schicht wird normalerweise für senkrechten Einfall des Funkstrahls in die Ionosphäre angegeben, so wie sie sich aus den Echolotungsaufnahmen der Ionosphärenbeobachtungsstationen direkt ergibt und auch als „kritische Frequenz" bezeichnet wird. Die kritische Frequenz der Hauptschichten liegt normalerweise innerhalb folgender Größenordnungen:

	Tag	Nacht
E-Schicht	3 bis 4 MHz	< 1 MHz
F_2-Schicht	5 bis 15 MHz	2 bis 8 MHz

Bei Schrägeinfall, wie er ja in der Funkpraxis ausschließlich vorkommt, ist die Grenzfrequenz entsprechend größer als die oben angegebene kritische Frequenz, weil dann zur Reflexion des Funkstrahls eine weniger starke Brechung genügt. Das geht soweit, daß bei sehr flachem Eintritt des Funkstrahls in die Ionosphäre die Grenzfrequenz der F_2-Schicht bis zu dreimal, die der E-Schicht sogar bis zu fünfmal größer sein kann als die betreffende kritische Frequenz. Bild 6 zeigt, daß auf diese Weise über größere Entfernungen auch noch hohe Frequenzen übertragen werden können, die bei steilerem Einfall längst nicht mehr reflektiert werden. Dadurch kommt es außerhalb der Reichweite der Bodenwelle zur Ausbildung einer „toten Zone", in der der Sender auch bei höchstem Leistungsaufwand nicht gehört werden kann, wenn seine Sendefrequenz nicht verringert wird. Eine weitere Folge der Abhängigkeit der Grenzfrequenz vom Einfallswinkel ist im Bild 7 dargestellt. Hier erfolgt bei flachem Strahlengang eine Abdeckung der F_2-Schicht durch die E-Schicht, obwohl die benutzte Frequenz weit größer ist als die kritische Frequenz der E-Schicht.

Die durch einmalige Reflexion in der Ionosphäre überbrückbare Entfernung ist, wie Bild 8 zeigt, aus geometrischen Gründen der Erdkrümmung begrenzt, da der Funkstrahl nicht flacher als horizontal von der Erde abgehen kann. Die maximale Sprungweite hängt von der Reflexionshöhe ab und beträgt im Falle der E-Schicht-Reflexion etwa 2500 km, bei F-Schicht-Reflexion rund 4000 km. Größere Entfernungen müssen durch Mehrfachreflexionen zwischen Ionosphäre und Erdoberfläche, also durch einen Zickzackweg in der im Bild 9 veranschaulichten Weise überbrückt werden. Aber auch bei kürzeren Entfernungen spielen diese Mehrfachreflexionen eine Rolle und treten zu den Einfachreflexionen als zusätzliche Variante hinzu.

Im Funkverkehr zwischen zwei festen Stationen mittlerer Entfernung gibt es demnach eine ganze Reihe verschiedener Ausbreitungswege. Einige Beispiele dafür veranschaulicht Bild 10 in schematischer Form. Dabei wird je nach der benutzten Frequenz, der Tages- und Jahreszeit und den geographischen Verhältnissen die eine oder andere dieser Möglichkeiten dominieren und die beste Verbindung ergeben, während einige Möglichkeiten infolge Überschreitung der Grenzfrequenz oder

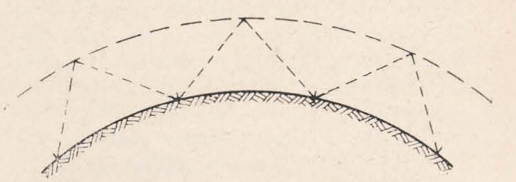


Bild 9: Überbrückung größerer Entfernungen durch Mehrfachreflexion

Abdeckung zeitweise ganz ausscheiden werden.

Bei größeren Entfernungen müssen dabei auch die örtlichen Unterschiede der Ionosphäre entsprechend dem unterschiedlichen Sonnenstand berücksichtigt werden. So ist es z. B. bei Ost-West-Verbindungen morgens durchaus möglich,

1×F

2×F

3×F

1×E

2×E

Bild 10: Schematische Darstellung der Übertragungsmöglichkeiten bei mittleren Entfernungen

daß im östlichen Teil der Strecke bereits die E-Schicht wirksam ist, während im westlichen Teil die Ausbreitung noch über die F-Schicht erfolgt, wie es im Bild 11 schematisch dargestellt ist. Dadurch werden die Ausbreitungsmöglichkeiten noch vielfältiger, und es bedarf sorgfältiger Überlegungen, um sie übersehen und sogar vorhersagen zu können. Vorhersagen kann man sie dann, wenn man die von den Ionosphärenbeobachtungsstationen in langjährigen Echolotungen ermittelten

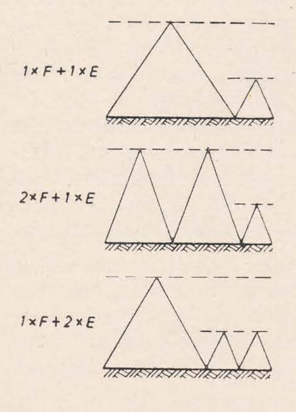


Bild 11: Übertragungsmöglichkeiten bei Ost-West-Verbindungen am Morgen

tages- und jahreszeitlichen Mittelwerte der Grenzfrequenzen zugrunde legt. Dabei müssen allerdings auch die regelmäßigen Unterschiede von Jahr zu Jahr berücksichtigt werden, die sich infolge veränderlicher Ultraviolettintensität der Sonne im Rhythmus der 11jährigen Sonnenfleckenperiode ergeben. Zur Zeit des Sonnenfleckenmaximums ist die Ionisation im allgemeinen etwas größer als im Sonnenfleckenminimum.

Bisher war nur von der durch die jeweilige Grenzfrequenz gegebenen oberen Frequenzgrenze der Übertragungsmöglichkeit die Rede, wobei die zur Verfügung stehende Sendeleistung keine Rolle spielt. Es gibt aber auch stets eine untere Frequenzgrenze, bedingt durch eine gewisse zu fordernde Mindestfeldstärke am Empfangsort. Bei Durchgang des Funkstrahls durch eine Ionosphärenschicht findet nämlich eine Dämpfung statt. Diese Durchgangsdämpfung ist um so größer, je niedriger die Frequenz ist. Am größten ist die Dämpfung unmittelbar oberhalb der Grenzfrequenz der zu durchdringenden Schicht. Man bezeichnet sie dann als „selektive Absorption". Der Strahl wird dabei in der dämpfenden Schicht sehr stark gebrochen, geht aber noch hindurch,

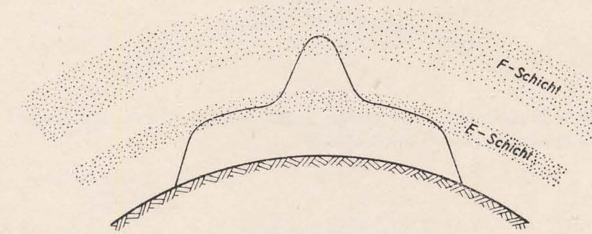


Bild 12: Strahlengang bei „selektiver Absorption" in der E-Schicht

so daß etwa der im Bild 12 gezeichnete Strahlengang entsteht. Im Bereich der selektiven Absorption einer Schicht ist im allgemeinen kein brauchbarer Raumstrahlungsempfang der betreffenden Frequenz möglich. Bei F-Schicht-Übertragung hat man also auf die Durchgangsdämpfung in der E-Schicht zu achten.

Außerdem ist hierbei am Tage eine weitere bisher noch nicht erwähnte Ionosphärenschicht sehr wesentlich, und zwar die D-Schicht unterhalb der E-Schicht in etwa 60 bis 90 km Höhe. Sie ist zwar schwächer ionisiert als die E-Schicht, liefert aber im Sommer einen wesentlich höheren Beitrag zur Tagesdämpfung als diese. Der Grund dafür ist, daß bei dem Dämpfungsvorgang insbesondere die Zusammenstöße der Ladungsträger mit den Luftmolekülen eine wesentliche Rolle spielen, und die Stoßzahl ist bei der ver-

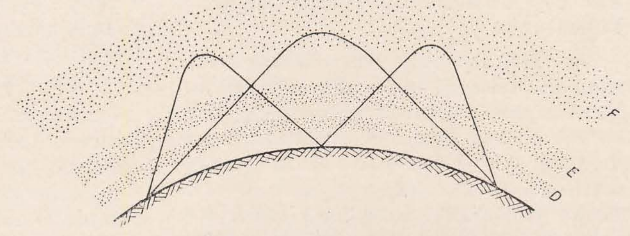


Bild 13: Einfachreflexion mit flachem Strahlengang und starker Durchgangsdämpfung gegenüber Mehrfachreflexion mit steilerem Strahlengang und geringerer Durchgangsdämpfung

hältnismäßig großen Luftdichte in der D-Schicht recht beträchtlich. Als Reflexionsschicht kommt die D-Schicht für Kurzwellen nicht in Betracht, da ihre Grenzfrequenz am Tage in der Größenordnung von 0,1 MHz liegt.

Auch für die D-Schicht gilt hinsichtlich der Durchgangsdämpfung die oben erwähnte Frequenzabhängigkeit, das heißt die Zunahme der Dämpfung mit abnehmender Frequenz. Um eine optimale Verbindung zwischen zwei Stationen herzustellen, wird man daher zum besseren Durchdringen der unteren Schichten eine möglichst hohe Frequenz wählen müssen, ohne dabei aber die Grenzfrequenz der oberen reflektierenden Schicht zu überschreiten. Im allgemeinen gilt die um etwa 15% unter der jeweiligen Grenzfrequenz liegende Frequenz als zweckmäßigste Übertragungsfrequenz.

Außer von der Frequenz ist die Durchgangsdämpfung auch von dem Winkel abhängig, unter dem der Funkstrahl die Schicht durchsetzt. Sie ist aus rein geometrischen Gründen um so größer, je flacher der Strahlengang und je länger infolgedessen der in der dämpfenden Schicht zurückzulegende Weg ist. Aus diesem Grunde kann bei größeren Entfernungen (Bild 13) durch Mehrfachreflexion mit steilem Strahlengang unter Umständen eine bessere Verbindung zustande kommen als bei Einfachreflexion mit flachem Strahlengang. Dem wirkt allerdings entgegen, daß der Strahl bei Mehrfachreflexion einen längeren Weg zurückzulegen hat und außerdem auch bei jeder Reflexion Energieverluste erleidet.

Derartige Dämpfungsbetrachtungen sind erforderlich, weil der ständige Störpegel der atmosphärischen Entladungen eine bestimmte Mindestsignalfeldstärke erforderlich macht. Der atmosphärische Störpegel ist bei niedrigen Frequenzen größer als bei hohen Frequenzen. Für den Kurzwellenempfang in Europa muß er (unter Ausschluß von Nahgewittern) durchschnittlich mit etwa 1 bis 10 μV/m, an Sommerabenden sogar bis zu 100 μV/m angesetzt werden.

Besonders hoch liegt der Störpegel im Längstwellenbereich (unter 100 kHz), was ebenfalls eine Folge der ionosphärischen Ausbreitungsbedingungen ist. Die Gewitterentladungen stellen elektromagnetische Impulse über ein breites Frequenzspektrum von einigen Kilohertz bis zu einigen Megahertz dar. Von diesen Frequenzen breiten sich die niedrigen am besten über große Entfernungen aus, weil sie bei sehr flachem Einfall schon an den untersten Ionosphärenschichten reflektiert werden, tagsüber bereits an der D-Schicht. Wie sich das im Tages- und Jahresgang auf den Störpegel auswirkt, wurde bereits im Juli-Bericht über die Rundfunkwellenausbreitung (DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, Nr. 9 (1953) beschrieben. Die atmosphärischen Störungen im Längstwellenbereich können dazu benutzt werden, die tiefsten Ausläufer der Ionosphäre zu erforschen, die sich auf kürzeren Wellen wegen ihrer geringen Ionisation der Beobachtung entziehen.

Durch die infolge des atmosphärischen Störpegels vorgeschriebene Feldstärkebedingung wird die Frage nach der niedrigsten brauchbaren Übertragungsfrequenz auch eine Frage der Sendeleistung, allerdings unter Berücksichtigung der Tatsache, daß die Sendeleistung nur mit ihrer Quadratwurzel in die Feldstärke eingeht, daß man also z. B. eine hundertfache Sendeleistung braucht, um eine zehnmal größere Empfangsfeldstärke zu erzielen.

Es ist Aufgabe der Funkberatungsdienste, alle bisher aufgeführten Ausbreitungserscheinungen im Kurzwellen-

bereich auf Grund des vorhandenen Beobachtungsmaterials quantitativ zu erfassen, gegeneinander abzuwägen und darauf eine Vorhersage des jeweils brauchbaren Frequenzbereiches zu gründen. Aus der angedeuteten Vielfalt der zu berücksichtigenden Einflüsse und ihrer geographischen und zeitlichen Änderungen wird verständlich, daß das kein leichtes Unternehmen ist. Die Berechnung muß für jede Funkstrecke, für jedes Jahr, für jeden Monat und für jede Tagesstunde gesondert vorgenommen werden und muß zudem eine gewisse Sicherheitsbetrachtung enthalten, weil die Schichtdaten normalerweise von Stunde zu Stunde und von Tag zu Tag beträchtlich schwanken.

Die so erstellte Frequenzvorhersage wird gewöhnlich in grafischer Form herausgegeben. Bild 14 zeigt ein Beispiel. Sie gibt für jede Tagesstunde, soweit vorhanden, einen „sicheren Frequenzbereich" an, in dem auf der betreffenden Strecke mit 90% Empfangswahrscheinlichkeit zu rechnen ist, und einen ihn umgebenden weniger sicheren Bereich mit nur 30% Empfangswahrscheinlichkeit in dem betreffenden Monat. Die Funkdienste ihrerseits tragen durch Mitteilung ihrer Empfangsbeobachtungen zur stetigen Verbesserung der Berechnungsunterlagen bei, so daß bei diesen Frequenzvorhersagen heute bereits eine wesentlich höhere Zuverlässigkeit erreicht wird als beispielsweise bei der Wettervorhersage.

Man erkennt aus Bild 14, daß es im allgemeinen gar nicht möglich ist, eine bestimmte Verbindung mit einer einzigen

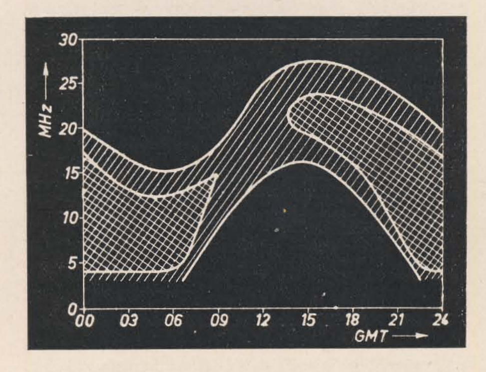


Bild 14: Beispiel für eine Frequenzvorhersage in grafischer Darstellung
doppelt schraffiert: sicherer Empfang
einfach schraffiert: unsicherer Empfang

festen Frequenz ganztägig aufrechtzuerhalten. Auch im Jahresgang sind die Veränderungen sehr stark, so daß zwischen Tag- und Nachtbetrieb sowie zwischen Sommer- und Winterbetrieb meist die Frequenz gewechselt werden muß. Wo das nicht möglich ist, z. B. beim Rundfunk, wird man danach streben, eine Frequenz zu wählen, die wenigstens über einen möglichst großen Teil des Tages und Jahres einen brauchbaren Empfang ergibt. Dabei kommt es darauf an, für welche Hörer die Sendungen bestimmt sind. Handelt es sich um Sendungen für die Bevölkerung des eigenen Landes und des benachbarten Auslandes, wird man ein Frequenzband wählen, das zu einem möglichst großen Teil der Tages- und Jahreszeiten unterhalb der kritischen Frequenz der F_2-Schicht bleibt, um tote Zonen zu vermeiden. Daher die Bevorzugung des 50- und 42-m-Bandes für derartige Rundfunkdienste. Bei Sendungen für fernere Länder und für Übersee wird man dagegen aus Gründen der geringeren Dämpfung lieber kürzere Wellen wählen.

Der Empfang von Kurzwellensendern wird stets durch Schwunderscheinungen beeinträchtigt. Selbst bei kleineren Entfernungen geht die Kurzwellenausbreitung fast ausschließlich über die Ionosphäre, da die Bodenwellenreichweite in diesem Frequenzbereich sehr gering ist. Raumstrahlungsempfang ist aber immer durch starke Feldstärkeschwankungen gekennzeichnet, die um so schneller vor sich gehen, je höher die Frequenz ist. Die Hauptursachen hierfür sind: Interferenz zwischen Strahlen, die verschiedene Wege zurückgelegt haben, Inhomogenitäten der Ionosphäre und Polarisationsdrehung der Raumstrahlung. Die zuletzt genannte Erscheinung ist eine Folge der Einwirkung des erdmagnetischen Feldes, durch das die linear polarisiert in die Ionosphäre eintretende Raumstrahlung in zwei entgegengesetzt zirkular polarisierte Komponenten aufgespalten wird, die unterschiedlichen Brechungsgesetzen unterliegen.

Nun, betrachten wir noch einmal die Frequenzberatung: Obwohl die Gesetzmäßigkeiten des normalen Ionosphärenaufbaus bereits weitgehend bekannt sind, kann keine absolute Sicherheit der Frequenzvorhersage erwartet werden. Das liegt nicht nur an den teilweise sehr beträchtlichen interdiurnen Schwankungen der Schichtdaten, sondern ist vor allem auch eine Folge des häufigen Auftretens von Ionosphärenstörungen, in deren Verlauf der normale Schichtaufbau mehr oder weniger empfindlich verändert wird.

Eine besonders im Sommer sehr häufige Störung und dann schon beinahe regelmäßige Erscheinung ist die „abnormale" oder „sporadische" E-Schicht, die E_S-Schicht. Es handelt sich hierbei um ein oft sehr intensives aber dünnes Ionisationsgebiet innerhalb der normalen E-Schicht. Ihre Grenzfrequenz liegt manchmal höher als die der F_2-Schicht, so daß sie diese vollständig abdecken kann. Das kann sich bei nahen Entfernungen unter Umständen sehr günstig auf die Ausbreitung auswirken, indem eine bei normaler F_2-Schicht-Übertragung zu erwartende tote Zone infolge E_S-Reflexion vermieden wird. Im allgemeinen wirkt sich die E_S-Schicht aber nachteilig auf den Funkverkehr aus, weil sie als sehr niedrige Reflexionsschicht nur eine verhältnismäßig kleine Sprungentfernung zuläßt und ferner beim Durchgang eine zusätzliche Dämpfung liefert. Außerdem tritt sie sehr unregelmäßig auf und weist anscheinend häufig eine wolkige Struktur auf, die entsprechend Bild 15 zu Streuechos Anlaß gibt.

Die Grenzfrequenz dieser Ionisationswolken kann, wie gesagt, sehr hoch sein, 15 MHz und mehr. Daher kommt es, daß in extremen Fällen sogar Ultrakurzwellen reflektiert werden, wenn sie sehr flach einfallen. Es können dann ausnahmsweise auch in diesem Frequenzbereich kurzzeitig Reichweiten von über 1000 km beobachtet werden, wie sie zum Beispiel in dem Bericht über die Rundfunkwellenausbreitung im Juni 1953 (DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, Nr. 8(1953) für den 17. und 20. Juni mitgeteilt wurden.

Über die Entstehungsursache der E_S-Schicht herrscht noch Ungewißheit. Wegen der Unregelmäßigkeit ihres Auftretens kann sie auch nicht vorhergesagt werden. Man weiß nur, daß sie bevorzugt im Sommer und am Tage häufiger als in der Nacht auftritt.

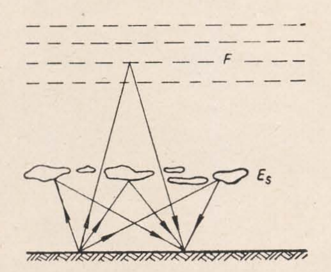


Bild 15: Streuechos von der sporadischen E-Schicht

Eine kurzzeitige, aber sehr markante Ionosphärenstörung ist der sogenannte „Mögel-Dellinger-Effekt". Hierbei handelt es sich um die Folge eines sehr starken, explosionsartigen Ultraviolettausbruches auf der Sonne, und zwar in einem Spektralbereich, der ausschließlich auf die D-Schicht einwirkt. Dadurch wird die D-Schicht vorübergehend so stark ionisiert, daß sie durch außergewöhnliche Dämpfung den gesamten Kurzwellenverkehr auf der sonnenbeschienenen Erdseite für einige Minuten oder auch Stunden vollständig lahmlegt. Im Längstwellenbereich tritt gleichzeitig eine Zunahme der Raumstrahlung ein, weil diese sehr langen Wellen an der D-Schicht reflektiert werden, um so besser, je stärker die D-Schicht ionisiert ist. Durch die Verknüpfung der Entstehungsursache dieses Effektes mit der Sonnenaktivität ist es bedingt, daß derartige Störungen in Sonnenfleckenmaximumjahren häufiger auftreten als im Sonnenfleckenminimum, wohlgemerkt aber immer nur am Tage.

Die stärksten Störungen der Ionosphäre treten bei erdmagnetischen „Stürmen" und Polarlichtern auf. Hierbei dringt eine Wolke elektrisch geladener Teilchen, die von der Sonne kommen, mit hoher Geschwindigkeit in die Erdatmosphäre ein. Durch den Einfluß des erdmagnetischen Feldes werden die Korpuskeln abgelenkt und in die Nähe der magnetischen Pole geführt, bevorzugt auf die Nachtseite der Erde. Sie geben dort Anlaß zu den Leuchterscheinungen der Polarlichter, zu zusätzlicher Ionisierung und zur Ausbildung von Stromsystemen in der Hochatmosphäre, die die erdmagnetischen Observatorien als starke Schwankungen des Magnetfeldes feststellen. Dort, wo die Korpuskeln unmittelbar einfallen, also in höheren Breiten, sind solche Störungen sehr häufig und ihre Auswirkungen auf die Ionosphäre besonders stark. Es bildet sich dabei nachts eine zusätzliche Ionisation im E-Schicht-Niveau, die sogenannte „Nordlicht-E-Schicht", die manchmal bis in das D-Schicht-Niveau herabreicht und dann eine sehr starke Stoß-

dämpfung bewirkt. Dadurch kommt es zu einem katastrophalen Ausfall aller jener Kurzwellenverbindungen, die die Polarlichtzone streifen. Diese Störung tritt bevorzugt nachts auf und kann manchmal recht lange anhalten. In einem solchen Falle kann der Verkehr zwischen zwei Stationen, deren Großkreis durch die Polarlichtzone geht, nur auf dem Umweg über eine günstiger gelegene Zwischenstation abgewickelt werden, wie es im Bild 16 dargestellt ist.

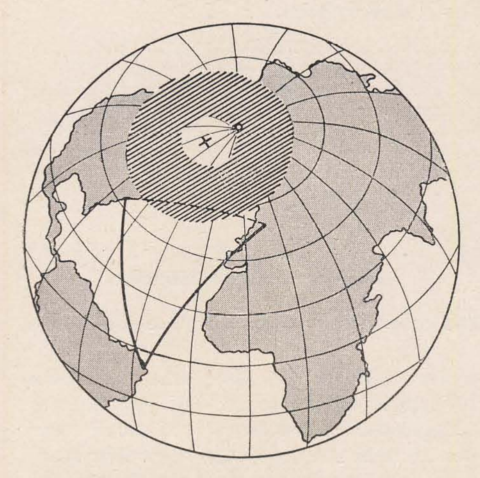


Bild 16: Ausfall polarer Verbindungen bei Korpuskularstörungen
schraffiert: Polarlichtzone
o geographischer Nordpol
+ magnetischer Nordpol
--------- Großkreis zwischen den verkehrenden Stationen
———— Umwegverbindung über eine günstiger gelegene Zwischenstation

Auch hierbei findet der Funkberatungsdienst eine dankbare Aufgabe. Derartige Korpuskularstörungen können nämlich unter gewissem Vorbehalt vorhergesagt werden, so daß sich die Funkstationen auf die erforderlichen Umstellungen vorbereiten und Ausfälle vermeiden können. Die Vorhersagemöglichkeit gründet sich in erster Linie auf die 27tägige Wiederholungsneigung dieser Störungen. Diese ist dadurch bedingt, daß sich die Sonne in 27 Tagen einmal um ihre eigene Achse dreht und der Störungsherd nach Ablauf dieser Zeit wieder der Erde zugekehrt ist. Aus diesem Grunde ist die Zeit um den 27. Tag nach einer vorausgegangenen Korpuskularstörung von vornherein stark störungsverdächtig, und wenn sich dann in der Ionosphäre und im Erdmagnetismus gewisse Störungsvorläufer zeigen, können die Funkdienste kurz vor Störungsbeginn endgültig gewarnt werden.

Die Häufigkeit solcher Korpuskularstörungen ist ebenso wie die der Ultraviolett-Eruptionen eng mit der allgemeinen Sonnenaktivität verknüpft und zeigt ebenfalls den bekannten 11jährigen Rhythmus der Sonnenfleckenperiode. Gelegentlich kann man beobachten, daß einem Korpuskulareinbruch in die Erdatmosphäre einen Tag vorher ein Ultraviolettausbruch auf der Sonne vorausgeht. In diesem Falle kann man annehmen, daß beide Ausbrüche gleichzeitig in demselben Störungsherd auf der Sonne stattfanden, wobei die ultravioletten Strahlen die Erde mit Lichtgeschwindigkeit in acht Minuten erreichen, während die Korpuskularwolke für diese Strecke rund einen Tag benötigt.

In den Polargebieten mit ihrer monatelangen Polarnacht und dem monatelangen Polartag bei sehr niedrigem Sonnenstand herrschen ohnehin besondere ionosphärische Verhältnisse. Die kritische Frequenz der F_2-Schicht ist hier sehr niedrig und sinkt während der Polarnacht auf weit unter 1 MHz ab. Die Übertragungsmöglichkeiten über diese Schicht sind also sehr begrenzt. Dagegen liegt die Grenzfrequenz der Nordlicht-E-Schicht bedeutend höher und liefert wesentlich bessere Übertragungsmöglichkeiten, wenn sie nicht allzu tief herabreicht und dann zu starke Dämpfung verursacht. Die günstigsten Ausbreitungsbedingungen in diesem Gebiet erhält man demnach tatsächlich während magnetisch und ionosphärisch mäßig gestörter Nächte. Die vorher erwähnten katastrophalen Unterbrechungen des polaren Funkverkehrs zeigen sich erst bei stärkeren Störungen mit weit herabreichender, diffuser Nordlicht-E-Schicht.

In mittleren Breiten ist die Auswirkung selbst stärkerer Korpuskularstörungen meist nicht ganz so katastrophal wie in der Polarlichtzone. Allerdings kann in extremen Fällen die Polarlichtzone durchaus bis in mittlere Breiten herabreichen. Im allgemeinen bestehen hier aber die markantesten Folgen einer Korpuskularstörung lediglich in einer Herabsetzung der Grenzfrequenz der F_2-Schicht und im Auftreten von Streuechos als Folge einer Inhomogenität der Schicht. Solche Streuechos treten allerdings auch in ungestörten Nächten, besonders im Winter, häufig auf. Im Gegensatz zur F_2-Schicht wird die sommertags vorhandene F_1-Schicht kaum beeinflußt. So kommt es bei Korpuskularstörungen häufig vor, daß die abgeschwächte F_2-Schicht infolge Abdeckung hinter der ungestörten F_1-Schicht verschwindet. Die Ursache für diese Absenkung der Grenzfrequenz gerade der F_2-Schicht, die in der Polarlichtzone bis zur völligen Schichtauflösung gehen kann, ist noch nicht geklärt.

Die Auswirkungen der nächtlichen Korpuskularstörungen in der tiefen Ionosphäre können mit Kurzwellen meist nicht verfolgt werden, da diese in den nachts sehr schwachen unteren Ionosphärenschichten kaum beeinflußt werden. Dagegen reagieren Langwellen sehr viel empfindlicher auf Ionisationsänderungen, gerade in der tiefen Ionosphäre. Selbstverständlich gibt es auch im Langwellenbereich ionosphärische Reflexionen und damit Raumwellen. Daß diese für den Funkempfang eine geringere Rolle spielen als im Kurzwellenbereich, liegt lediglich daran, daß die langen Wellen eine sehr gute Bodenwellenausbreitung besitzen, die bevorzugt für den Empfang ausgenutzt wird. Das ist eine Folge der Frequenzabhängigkeit der Bodenleitfähigkeit. So hat man zum Beispiel bei Erdboden mittlerer Beschaffenheit in 200 km Entfernung von einem 1-kW-Sender im Langwellenbereich eine Bodenwellenfeldstärke von etwa 1000 μV/m zu erwarten, im 50-m-Band dagegen nur 0,1 μV/m! Daher dominiert bei längeren Wellen über nahe und mittlere Entfernungen die Bodenwelle über die Raumwelle, besonders am Tage, wenn die Raumstrahlung sehr stark durch die D-Schicht gedämpft wird. Bei Sonnenuntergang löst sich die D-Schicht rasch auf und gibt die Raumstrahlung frei, die dann auch im Mittel- und Langwellenbereich durch Interferenz mit der Bodenwelle zu den bekannten Fadingerscheinungen Anlaß gibt.

Das Amplitudenverhältnis zwischen Raumwelle und Bodenwelle verschiebt sich um so mehr zugunsten der Raumwelle, je weiter man vom Sender entfernt ist. Weit entfernte Sender, deren Bodenwellenfeldstärke am Tage nicht zum Empfang ausreicht, werden auf diese Weise abends, wenn auch wechselhaft, sehr laut hörbar.

Der Rundfunkhörer im Nahbereich eines Mittel- oder Langwellensenders empfindet die abendlichen Schwunderscheinungen als entscheidende Verschlechterung gegenüber dem sehr konstanten Bodenwellenempfang am Tage, zumal bei der dichten Senderbelegung der Rundfunkbänder abends auch noch Überlagerungen durch die Raumstrahlung fremder Fernsender auftreten. Durch Verwendung von Richtantennen kann man teilweise Abhilfe schaffen. Selbst im günstigsten Falle bleibt dann aber noch immer das Fading durch die eigene Raumstrahlung des zu empfangenen Nahsenders. Dagegen kann nur senderseitig etwas getan werden, indem man durch besondere Antennenanordnungen versucht, die Abstrahlung nach oben weitgehend zu unterdrücken. Ganz ist das natürlich nicht möglich, und so tritt im Mittel- und Langwellenbereich nur dann eine wohltuende Stabilisierung der nächtlichen Nahempfangsbedingungen ein, wenn die Raumstrahlung in der Ionosphäre selbst unterdrückt wird, wie es im Verlaufe von Ionosphärenstörungen manchmal der Fall ist.

Im Langwellenbereich findet die ionosphärische Reflexion auf jeden Fall an

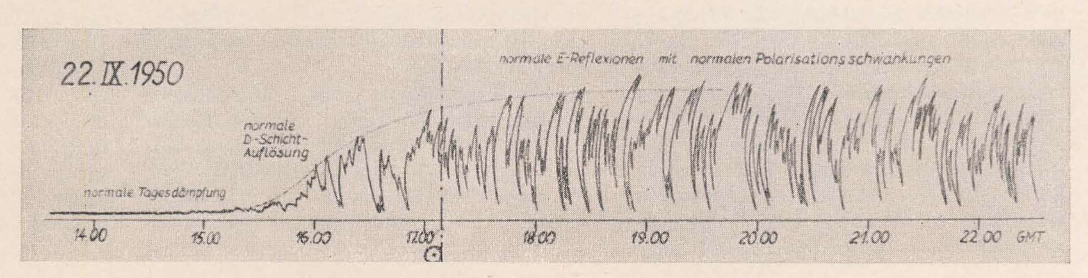


Bild 17: Raumstrahlungsregistrierung im Langwellenbereich bei ungestörter Ionosphäre

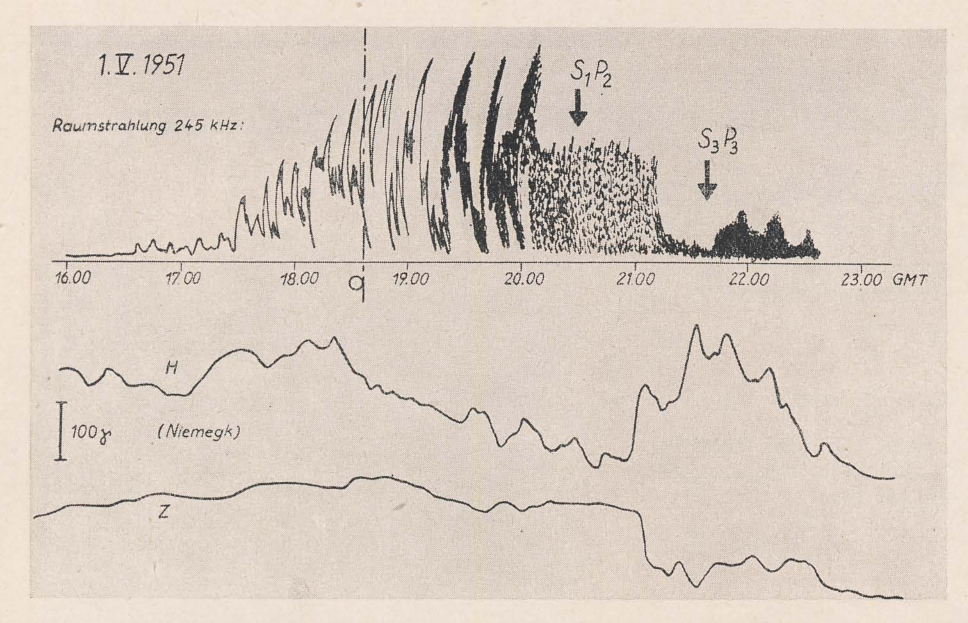


Bild 18: Raumstrahlungsregistrierung im Langwellenbereich bei starker Korpuskularstörung der tiefen Ionosphäre und erdmagnetischem Sturm (S = Korpuskulareinbruch, P = verstärkte Polarisationsschwankungen.
H = Horizontal-, Z = Vertikalkomponente des erdmagnetischen Feldes, registriert am erdmagnetischen Observatorium Niemegk)

der E-Schicht statt, selbst nachts, wenn die E-Schicht für die Kurzwellen praktisch verschwunden ist. Ihre Grenzfrequenz dürfte aber kaum unter 500 kHz absinken, so daß sie für die Frequenzen des Langwellenbereichs immer noch zur Reflexion ausreicht.

Die nahezu totale Tagesdämpfung der langwelligen Raumstrahlung durch die D-Schicht, die rasche Auflösung dieser Schicht um Sonnenuntergang und der wechselhafte Charakter der nächtlichen Raumstrahlung von der E-Schicht sind sehr gut aus Bild 17 zu ersehen. Die Abbildung gibt eine Raumstrahlungsregistrierung des Observatoriums Kühlungsborn auf 245 kHz in 180 km Entfernung vom Sender wieder. Die Bodenwelle ist dabei durch Verwendung einer Rahmenantenne vollständig ausgeblendet worden. Die Intensität der nächtlichen Raumstrahlung betrug in diesem Falle bei ungestörten ionosphärischen Verhältnissen etwa 10 bis 20% der Bodenwellenintensität.

In derartigen Registrierungen spiegeln sich die Auswirkungen nächtlicher Korpuskularstörungen der E-Schicht sehr deutlich wider, hauptsächlich in zwei verschiedenen Erscheinungsformen. Einmal in Form einer starken Schwächung der Raumstrahlung, zum anderen in einer Beschleunigung der Polarisationsdrehungen, wiederum als Folge der magnetischen Doppelbrechung. Bei stärkeren Störungen treten meist beide Erscheinungsformen zugleich auf, und es ergibt sich dann etwa eine Registrierung, wie sie im Bild 18 zusammen mit den gleichzeitigen Schwankungen des erdmagnetischen Feldes dargestellt ist. Daraus ist deutlich zu erkennen, daß auch in der tiefen Ionosphäre noch markante Auswirkungen der nächtlichen Korpuskularstörungen auftreten, die in der Kurzwellenausbreitung nicht bemerkbar sind.

Der aufmerksame Rundfunkhörer von Lang- und Mittelwellensendern kann diese Auswirkungen auch ohne weitere technische Hilfsmittel an seinem Empfänger beobachten. Wenn er feststellt, daß an einem Abend die Schwunderscheinungen sehr viel intensiver und schneller sind als sonst, wird er daraus schließen können, daß infolge einer Ionosphärenstörung die Polarisationsschwankungen der Raumstrahlung verstärkt sind. Und wenn die üblichen Schwunderscheinungen abends einmal überhaupt ausbleiben, ferne Sender nicht gehört werden können und der abendliche Empfang von Nahsendern in seiner Konstanz fast dem Tagesempfang gleichkommt, dann bedeutet das, daß die Raumstrahlung — ebenfalls infolge einer Korpuskularstörung der tiefen Ionosphäre — stark gedämpft wird. In solchen Fällen wird auch der Rundfunkhörer den Zusammenhang zwischen Ionosphäre und Rundfunkempfang deutlich spüren.

Literatur

B. Beckmann, „Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen", Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig, Leipzig, 1948.

K. Rawer, „Die Ionosphäre", P. Noordhoff N.V. Groningen-Holland, 1953. (In beiden Werken zahlreiche weitere Literaturangaben)

Farbkennzeichnung der Kleinstschichtwiderstände 0,05 und 0,1 W

Der zur Verfügung stehende Raum bei Kleinstwiderständen reicht für das Kennzeichnen des Ohmwertes durch Beschriftung nicht aus. Man ist daher zu einer Kennzeichnung der Ohmwerte durch Farbpunkte übergegangen. Die vom VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky", Teltow, vorgenommene Farbkennzeichnung der Kleinstschichtwiderstände 0,05 und 0,1 W wird in der nachstehenden Tabelle erläutert. Diese Tabelle lehnt sich an den internationalen Farbkode an, weicht jedoch insofern von den internationalen Gepflogenheiten ab, als die Grundfarbe des Widerstandes nicht zur Kennzeichnung herangezogen wird, dies trifft ebenso für die Kappen zu. Die Grundfarbe der Widerstände ist grün. Dieses „Grün" ist mit den Farben in der Farbtabelle nicht identisch. Die Anwendung der Körpergrundfarbe zur Wertkennzeichnung würde erforderlich machen, jeden unterschiedlichen Wert mit einer besonderen Grundfarbe zu lackieren, ein Verfahren, das fabrikationstechnisch sehr schwierig ist und deshalb für die entwickelte Kennzeichnungsart nicht gewählt wurde. Danach erhält jeder Widerstand grundsätzlich drei Farbpunkte. Die Toleranz der Widerstände wird durch Hinzusetzen von Gold- oder Silberpunkten angegeben.

Farbtabelle

Farbe des Punktes	Ziffer	Farbe des Punktes	Ziffer
schwarz	0	grün (hell)	5
braun	1	blau	6
rot	2	violett	7
orange	3	grau	8
gelb	4	weiß	9

Bestimmungsart

Jeder Widerstand erhält drei Wertkennzeichnungspunkte. Der erste und zweite Punkt geben eine Zahl an, die auf- oder abgerundet sein kann. Der dritte Punkt stellt grundsätzlich die Anzahl der Nullen dar.

Toleranztabelle

Toleranz	Goldpunkte	Silberpunkte
± 1%	1	—
± 2%	2	—
± 5%	—	1
± 10%	—	2

Erläuterung

Aus dem Gesagten ergibt sich, daß Werte von 1 bis 9 durch das Vorsetzen einer 0 zur zweistelligen Zahl erhoben werden, ferner dreistellige Zahlen stets auf- oder abgerundete Werte darstellen, bei denen die dritte Stelle grundsätzlich eine 0 ist. Für mehr als dreistellige Zahlen hat das Gesagte ebenfalls Gültigkeit.

Bezeichnungsbeispiele

Widerstandswert	1. Punkt	2. Punkt	3. Punkt
Ω	1. Ziffer	2. Ziffer	Anzahl der Nullen
01	schwarz	braun	schwarz
02	schwarz	rot	schwarz
03	schwarz	orange	schwarz
10	braun	schwarz	schwarz
15	braun	grün	schwarz
20	rot	schwarz	schwarz
99	weiß	weiß	schwarz
100	braun	schwarz	braun
110	braun	braun	braun
120	braun	rot	braun
124			
abgerundet 120	braun	rot	braun
126			
aufgerundet 130	braun	orange	braun
130	braun	orange	braun
1000	braun	schwarz	rot
1100	braun	braun	rot
1150			
abgerundet 1100	braun	braun	rot
1160			
aufgerundet 1200	braun	rot	rot
1 M	braun	schwarz	grün
5 M	grün	schwarz	grün

K. OERTEL und A. BAUSEMER

Berechnung und Konstruktion von Schwingungskreisen in der UKW-Sendetechnik

Für den Leistungskreis einer Endstufe gilt die Ersatzschaltung nach Bild 1. Dieser Resonanzkreis besteht aus der Parallelschaltung einer Induktivität, einer Kapazität und eines Wirkwiderstandes R_a. Im Falle der Resonanzfrequenz sind

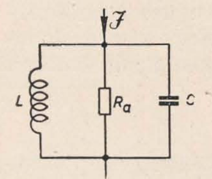


Bild 1: Ersatzschaltbild für den Leistungskreis einer Endstufe

die Blindwiderstände der Induktivität und der Kapazität entgegengesetzt gleich, so daß sie sich gegenseitig aufheben. Bei dieser Frequenz ist also als Belastung des Anodenwechselstromes nur R_a wirksam, an dem die Leistung erzeugt wird.

Für die Modulationsfrequenzen wird in den meisten Fällen eine große Bandbreite gefordert. Die Bandbreite ist das eingeschlossene Frequenzband, an dessen Grenzen die Spannung am Kreis auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$fachen Wert abfällt.

Für die Bandbreite Δf gilt folgende Gleichung:

$$\Delta f = d \cdot f_r. \quad (1)$$

Die Dämpfung d ist durch die Gleichung

$$d = \frac{\mathfrak{J}}{\mathfrak{J}_b} \quad (2)$$

definiert, worin $\mathfrak{J}$ der im Kreis fließende Strom und $\mathfrak{J}_b$ der bei abgestimmtem Kreis fließende Strom durch den kapazitiven oder induktiven Blindwiderstand bedeuten.

Da die Spannung an den drei Widerständen die gleiche ist, lassen sich bei der Resonanzfrequenz folgende Gleichungen aufstellen:

$$\mathfrak{J} = \frac{\mathfrak{U}}{R_a}, \quad (3)$$

$$\mathfrak{J}_b = \frac{\mathfrak{U}}{\omega L} \text{ bzw. } \mathfrak{U} \cdot \omega C. \quad (4)$$

Setzt man die Werte für $\mathfrak{J}$ und $\mathfrak{J}_b$ in Gleichung (2) ein, gilt für d

$$d = \frac{\omega L}{R_a} \text{ bzw. } d = \frac{1}{\omega C \cdot R_a}. \quad (5)$$

Bei gegebenem Belastungswiderstand und gegebener Frequenz wird die Bandbreite durch die Kreiskapazität bestimmt. Je kleiner die Kapazität ist, um so größer wird die Bandbreite. Aus diesem Grunde werden Senderschwingungskreise in der UKW-Technik im allgemeinen nur mit der Röhrenkapazität aufgebaut, die Abstimmung erfolgt durch die Induktivität.

Die Größe des wirksamen Arbeitswiderstandes hängt von der gewählten Röhrentype, der abgegebenen Nutzleistung, den Betriebsspannungen und der geforderten Bandbreite ab. In den meisten in der Praxis vorkommenden Fällen liegt er zwischen 700 und 5000 Ω. Die Bestimmung des genauen Wertes wird in dieser Arbeit nicht behandelt.

Für die weitere Berechnung der Blindwiderstände des Kreises wird von der Gleichung

$$j \omega L = \frac{1}{j \omega C} \quad (6)$$

ausgegangen.

In den Bildern 3 und 4 sind die Blindwiderstände der Eingangs- und Ausgangskapazitäten für die einzelnen Röhren als Funktion der Frequenz aufgetragen.

Wird der Schwingungskreis nur mit der Röhrenkapazität als Kreiskapazität aufgebaut, kann man aus den grafischen Darstellungen der Eingangs- und Ausgangswiderstände, da sie entsprechend Gleichung (6) gleich sein müssen, den erforderlichen positiven Blindwiderstand ablesen. Aus der Gleichung

$$j \omega L = j\mathfrak{R} \quad (7)$$

errechnet sich die Induktivität

$$L = \frac{\mathfrak{R}}{\omega}. \quad (8)$$

Bei der Durchrechnung eines Zahlenbeispiels sieht man sofort, daß konzentrierte Induktivitäten, wie sie im Mittel- oder Kurzwellenbereich vorkommen, für Hochfrequenzleistungen von 1 kW und mehr im UKW-Gebiet nicht realisierbar sind. Als Blindwiderstände benutzt man in diesem Frequenzgebiet Leitungen, deren Längenabmessungen in die Größenordnung der Wellenlänge fallen.

Für den Eingangswiderstand einer am Ende kurzgeschlossenen Leitung $\leq \frac{\lambda}{4}$ gilt

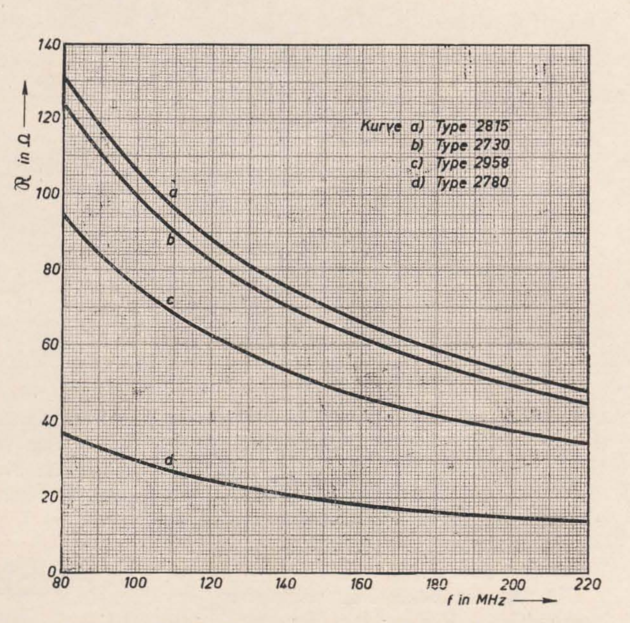


Bild 3: Diagramm für die Blindwiderstände der Eingangskapazitäten verschiedener Leistungsröhren

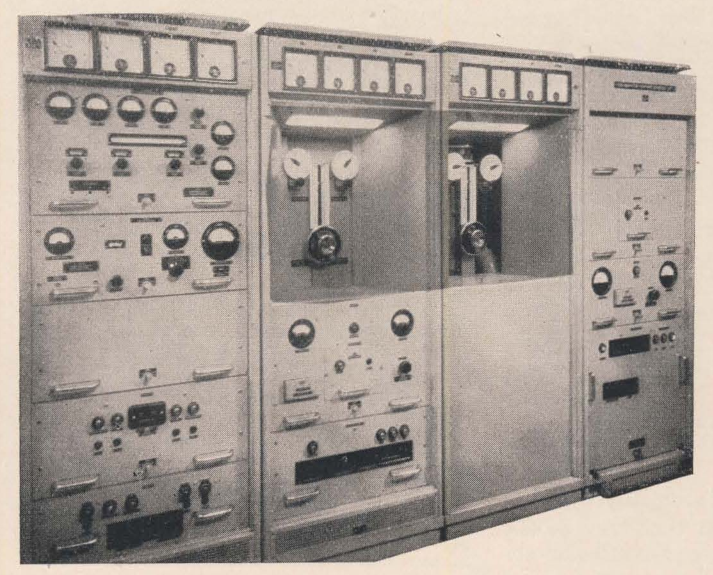


Bild 2: Gesamtansicht eines 3-kW-UKW-Rundfunksenders. Die beiden mittleren Schränke enthalten die Leistungsstufen

Die im VEB Werk für Fernmeldewesen entwickelten UKW-FM- und Fernsehleistungsröhren haben folgende Eingangs- und Ausgangskapazitäten:

Type	abgegebene Nutzleistung	Kapazitäten		
Tetroden (in Katodenbasisschaltung)		c_e	c_a	$c_{g1/a}$
HF 2815	250 kW	ca. 15 pF	ca. 5 pF	ca. 0,1 pF
HF 2825	3 kW	ca. 40 pF	ca. 12 pF	ca. 1 pF
Trioden (in Gitterbasisschaltung)		$c_{g/k}$	$c_{a/k}$	$c_{g/a}$
HF 2730	1 kW	ca. 16 pF	ca. 0,06 pF	ca. 13 pF
HF 2958	3 kW	ca. 21 pF	ca. 0,5 pF	ca. 17 pF
HF 2780	10 kW	ca. 54 pF	ca. 2 pF	ca. 31 pF

die Gleichung

$$j \mathfrak{R} = j Z \cdot tg\,\alpha\, l, \quad (9)$$

die einen positiven Blindwiderstand darstellt.

Wird die Gleichung (9) in (6) eingesetzt, erhält man bei Berücksichtigung von (7)

$$\frac{1}{j \omega C} = j Z \cdot tg\,\alpha\, l. \quad (10)$$

Für eine verlustfreie konzentrische Leitung lautet die Definition des Wellenwiderstandes Z:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = 60 \cdot \ln \frac{D}{d} = 138 \cdot \lg \frac{D}{d}, \quad (11)$$

D = Innendurchmesser des Außenleiters,
d = Außendurchmesser des Innenleiters.
Im Bild 5 ist die Gleichung (11) grafisch dargestellt. In den meisten praktischen Fällen liegt der Wellenwiderstand Z zwischen 40 und 100 Ω, er wird durch die konstruktiven Anschlußmöglichkeiten der verwendeten Röhre mitbestimmt.

Es gibt keine verlustfreie Leitung. Man denkt sich nun die verlustbehaftete Leitung durch eine verlustfreie Leitung ersetzt, der am Eingang ein Widerstand R parallel geschaltet ist.

Die Güte von Leitungen, die in Resonanzkreisen verwendet werden, hängt von mehreren Faktoren ab. Die Leiteroberflächen müssen versilbert, wenn möglich poliert, und die Leiterdurchmesser möglichst groß gewählt werden. Besondere Sorgfalt ist auf die Konstruktion des Kurzschlußschiebers zu legen, um den Übergangswiderstand an dieser Stelle klein zu halten. Der Wellenwiderstand Z darf nicht zu klein gewählt werden.

Eine Berechnung der Güte kann nur erfolgen, wenn die speziellen Bedingungen des Einzelfalles bekannt sind. Güten von 500 bis 1000 lassen sich ohne große Schwierigkeiten erreichen. Für die Senderleistungskreise im UKW-Gebiet liegen die Güten der belasteten Kreise im allgemeinen zwischen 10 und 30. Die Bedingung, keine nennenswerte Leistung in den zu den Blindwiderständen parallel geschalteten Verlustwiderständen umzusetzen, ist bei diesen Güteverhältnissen ohne weiteres erfüllt.

Mit dem Winkel $\alpha\, l$ aus Gleichung (10) errechnet sich die geometrische Leitungslänge von der Röhre bis zum Kurzschlußschieber nach folgender Gleichung:

$$\alpha\, l = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda}, \quad l = \frac{\alpha\, l \cdot \lambda}{2\pi}. \quad (12)$$

(Für 2π sind 360° einzusetzen.)

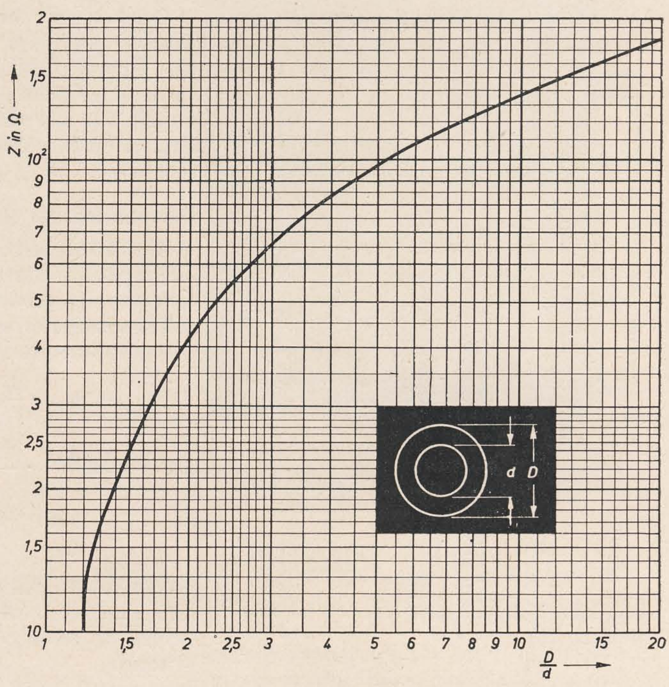


Bild 5: Wellenwiderstand konzentrischer Leitungen als Funktion von $\frac{D}{d}$

Werden Schwingungskreise mit Leitungen als Induktivität aufgebaut, deren Länge $\leqq \frac{\lambda}{4}$ ist und die am Ende kurzgeschlossen sind, muß für die Konstruktion die Stromverteilung auf der Leitung beachtet werden. Vom Strom durch den Kurzschlußschieber hängt die Größe des Schiebers, die Federzahl und der innere Durchmesser der Leitung ab.

Für die Amplitude des Stromes $\mathfrak{J}_e$, der an den Anschlußpunkten in die Leitung hineinfließt, gilt die Gleichung

$$\mathfrak{J}_e = \frac{\mathfrak{U}}{j Z \cdot tg\,\alpha\, l} \quad (13)$$

und für die Amplitude des Stromes durch den Kurzschlußschieber

$$\mathfrak{J}_o = \frac{\mathfrak{J}_e}{\cos \alpha\, l}. \quad (14)$$

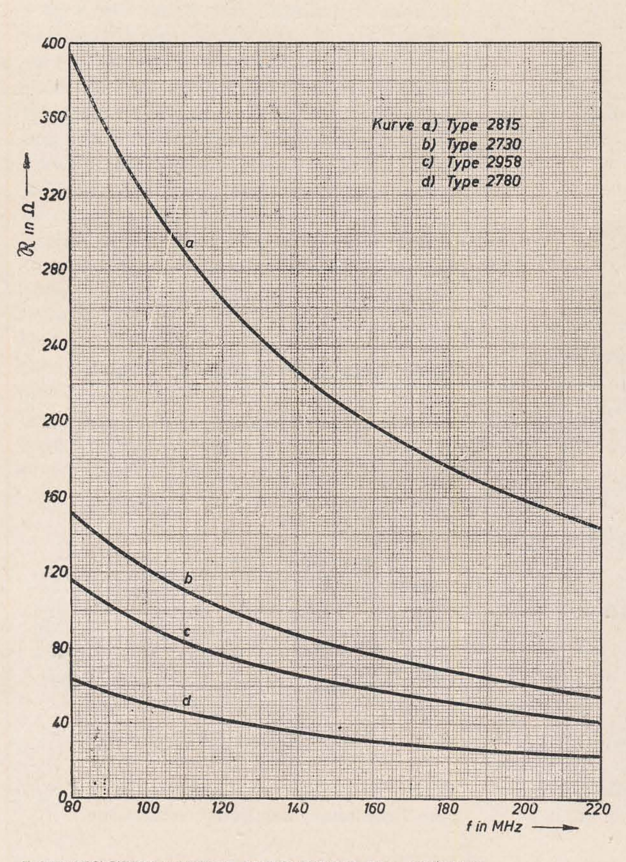


Bild 4: Diagramm für die Blindwiderstände der Ausgangskapazitäten verschiedener Leistungsröhren

Zahlenbeispiel

Es ist ein Leistungsschwingungskreis für einen 10-kW-UKW-Rundfunksender zu dimensionieren.

Gegeben:
f = 100 MHz, λ = 3 m;
Röhrentype HF 2780,
$c_{g/a}$ = 31 pF;
Amplitude der Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}$ = 5 kV;
Wellenwiderstand Z = 50 Ω.

Für die Wahl des Wellenwiderstandes sind die Abmessungen der verwendeten Röhre zu beachten.

Um die Güte des Leistungskreises durch Durchmessersprünge nicht zu verschlechtern, wählt man den Gitterrohrdurchmesser so, daß dieser ungefähr dem Gitterringdurchmesser der Röhre entspricht. Damit ergibt sich eine mechanisch einfache Ausführung. Für Z = 50 Ω entnimmt man dem Bild 5 den Wert für $\frac{D}{d} = 2{,}3$. Der Innendurchmesser des Außenrohres wird dann bei d = 110 mm

$$D = d \cdot 2{,}3 = 110 \cdot 2{,}3 \approx 250 \text{ mm}.$$

Der Eingangsstrom wird nach Gleichung (13) unter Verwendung von (10)

$$\mathfrak{J}_e = \frac{5 \cdot 10^3}{51{,}3} = 97 \text{ A}.$$

Den Strom durch den Kurzschlußschieber errechnet man nach Gleichung (14), worin der Winkel $\alpha\, l$ = 46° nach Gleichung (10) eingesetzt wird:

$$\mathfrak{J}_o = \frac{97}{0{,}695} = 140 \text{ A}.$$

Die Länge l des Kreises (Gleichung (12)) beträgt

$$l = \frac{46 \cdot 3}{360} = 0{,}383 \text{ m}.$$

Zu dieser Kreislänge addiert man wegen der Streuung der Röhrenkapazität und des Wellenwiderstandes Z einen Sicherheitszuschlag von 10%, also

$$l_{ges} = 0{,}383 + 0{,}038 \approx 0{,}42 \text{ m}.$$

Da bei einem frequenzmodulierten Sender der Frequenzhub ±75 kHz beträgt, wird der Außenwiderstand so gewählt, daß die Röhre die optimale Leistung abgibt. Bei den im Beispiel gewählten Betriebsbedingungen errechnet sich der Arbeitswiderstand R_a nach folgender Gleichung:

$$N = \frac{\mathfrak{U}^2}{2\, R_a}, \quad (15)$$

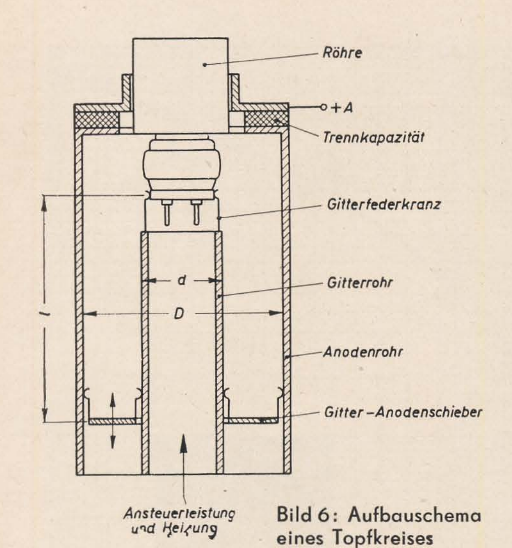


Bild 6: Aufbauschema eines Topfkreises

$$R_a = \frac{\mathfrak{U}^2}{2\,N} = \frac{(5 \cdot 10^3)^2}{2 \cdot 10^4} = 1250\,\Omega.$$

Die Dämpfung dieses Kreises ist nach Gleichung (5)

$$d = \frac{51{,}3}{1250} = 0{,}041 = 4{,}1\%,$$

somit beträgt die Bandbreite nach Gleichung (1)

$$\Delta f = 4{,}1 \cdot 10^{-2} \cdot 10^8 = 4{,}1\ \text{MHz}.$$

Diese Bandbreite ist für die Übertragung eines Signals mit einem Hub von ± 75 kHz völlig ausreichend.

Nach einer einfachen Beziehung ist $Q = \frac{1}{d} = \frac{1}{0{,}041} \approx 24{,}5$. Dieser Wert entspricht dem bereits angegebenen für die Güte belasteter Kreise.

Im Hinblick auf den Röhrenwechsel wird der Gitteranschluß der Röhre über Kontaktfedern ausgeführt (Bild 6)

Strombelastungskontrolle der Kurzschlußschieberkontakte

Da das Gitterrohr die stärkste Strombelastung erfährt, wird nur diese eine Schieberseite nachkontrolliert. Die gesamte Kontaktbreite wird durch Schlitze in eine genügende Anzahl von Einzelkontakten unterteilt, der notwendige Kontaktdruck durch Vorspannen der Kontaktfedern erzeugt.

Gegeben:
Gitterrohrdurchmesser $d_g = 110$ mm,
spezifische Strombelastung je mm Kontaktbreite $i_k \approx 0{,}5$ A/mm (Erfahrungswert),
mittlere Kontaktbreite
$b_{k1} \approx 3 \ldots 5$ mm.

Die Gesamtkontaktbreite, einschließlich aller Schlitze, wird

$$b_{k\,ges} = d_g \cdot \pi = 110 \cdot \pi = 345\ \text{mm}.$$

Bei $n = 80$ Schlitzen mit je 0,5 mm Breite beträgt die reine Gesamtkontaktbreite

$$b_{kr} = b_{k\,ges} - n \cdot 0{,}5 = 345 - 80 \cdot 0{,}5 = 305\ \text{mm}$$

und damit die spezifische Strombelastung

$$i_k = \frac{\mathfrak{J}_0}{b_{kr}} = \frac{140}{305} = 0{,}46\ \text{A/mm Kontaktbreite.}$$

Wie man sieht, liegt der Wert in guter Annäherung beim Erfahrungswert von 0,5 A/mm.

Bei wesentlicher Unterschreitung dieses Wertes liegt eine Überdimensionierung, bei Überschreitung Überbelastung vor. In beiden Fällen ist der Leistungsschwingungskreis mit entsprechend geändertem Gitterrohrdurchmesser erneut zu berechnen.

Berechnung der Kontaktfeder

Als Kontaktfeder wird eine einseitig eingespannte Blattfeder mit rechteckigem Querschnitt verwendet (Bild 7). Die Einzelfederbreite errechnet sich aus der Einzelkontaktbreite zu

$$b_{f1} = b_{k1} \cdot \frac{d_g + \text{Kontaktstärke}}{d_g} = \frac{b_{kr}}{n} \cdot \frac{d_g + \text{Kontaktstärke}}{d_g} = \frac{305}{80} \cdot \frac{(110 + 3)}{110} = 3{,}9\ \text{mm}.$$

Der Kontaktdruck P wird aus dem spezifischen Kontaktdruck p je mm Federbreite ($p \approx 50$ g, Erfahrungswert) bestimmt.

$P = p \cdot b_{f1} = 50 \cdot 3{,}9 = 195$ g, gewählt wurden 200 g.

Gegeben: $P = 200\ g = 0{,}2$ kg,
$b_{f1} = 3{,}9$ mm.

Angenommen: $f = 2$ mm,
$l = 15$ mm.

Federmaterial: Bronze WB_z 6, F 65,
Elastizitätsmodul $E = 10\,000$ kg/mm²,
Zul. Biegespannung $\sigma_{b\,zul} = 40$ kg/mm², aus Sicherheitsgründen gewählt 30 kg/mm².

Gesucht: $h = ?$

Verwendete Formeln:

$$P = \frac{\sigma_{b\,zul} \cdot b_{f1}\, h^2}{l \cdot 6}, \quad \text{I}$$

$$f = \frac{P\, l^3 \cdot 4}{E \cdot b_{f1} \cdot h^3}. \quad \text{II}$$

Aus II

$$h = \sqrt[3]{\frac{P\, l^3 \cdot 4}{f \cdot E \cdot b_{f1}}} = \sqrt[3]{\frac{0{,}2 \cdot 3{,}38 \cdot 10^3 \cdot 4}{2 \cdot 10^4 \cdot 3{,}9}} = 0{,}325\ \text{mm}.$$

Aus I

$$\sigma_{b\,zul} = \frac{P \cdot l \cdot 6}{b_{f1} \cdot h^2} = \frac{0{,}2 \cdot 15 \cdot 6}{3{,}9 \cdot 0{,}105} = 44\ \text{kg/mm}^2.$$

Da mit diesem Wert die Feder überbeansprucht ist, wird die Dicke verändert:

Aus I

$$h = \sqrt{\frac{P \cdot l \cdot 6}{b_{f1} \cdot \sigma_{b\,zul}}} = \sqrt{\frac{0{,}2 \cdot 15 \cdot 6}{3{,}9 \cdot 30}} = 0{,}392\ \text{mm, gewählt } 0{,}4\ \text{mm}.$$

Dadurch ändert sich die vorher angenommene Länge bei gleicher Durchbiegung, also gilt für l aus II

$$l = \sqrt[3]{\frac{f \cdot E \cdot b_{f1} \cdot h^3}{P \cdot 4}} = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot 10^4 \cdot 3{,}9 \cdot 0{,}4^3}{0{,}2 \cdot 4}} = 18{,}4\ \text{mm}.$$

Damit ist die Feder bestimmt. Die Länge wird mit 21 mm gewählt, so daß die restlichen 2,6 mm zum Einlöten in den Kurzschlußring und zum Auflöten des Kontaktes verwendet werden. Die Walzrichtung des Federmaterials liegt selbstverständlich in Richtung der Länge l. Die Vorspannung f wird zuerst auf ≈ 5 mm vorgebogen und danach um 3 auf 2 mm zurückgeholt, da das Federmaterial das Bestreben hat, an der Biegestelle zurückzufließen, weil die Außenzone dort gereckt, die Innenzone gestaucht wird und der Kontaktdruck diesen Vorgang des Zurückfließens noch unterstützen würde.

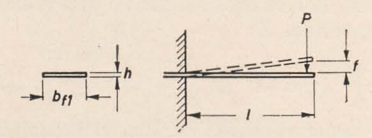


Bild 7: Abmessungen der einseitig eingespannten Blattfeder

Kontrolle der Strombelastung des Federquerschnittes

In den meisten Fällen genügt ein Überschlag, da der Querschnitt wohl fast immer ausreichend ist.

Strombelastung $I_{f1} = b_{f1} \cdot i_k = 3{,}9 \cdot 0{,}46 = 1{,}8$ A.

Federquerschnitt $q = b_{f1} \cdot h = 3{,}9 \cdot 0{,}4 = 1{,}56$ mm².

Spezifische Strombelastung

$$i = \frac{I_{f1}}{q} = \frac{1{,}8}{1{,}56} = 1{,}15\ \text{A/mm}^2.$$

Da dieser Wert weit unter den bekannten Querschnittbelastungen für Kupferdrähte liegt, ist die Gefahr des Ausglühens der Feder und des eventuellen Auslötens der Kontakte nicht zu befürchten.

Konstruktive Ausbildung des Kurzschlußschiebers

In die Kurzschlußscheibe sind zwei Rillen zum Einlöten des noch ungeschlitzten Kontaktfederkranzes eingestochen. Auf diesen ist vorher der wegen guten Stromüberganges aus Reinsilber bestehende, ebenfalls mit einer Rille versehene (siehe Bild 8 links außen) Kontaktring aufgelötet. Bild 8, links innen, zeigt eine Ausführung mit eingerollter Sicke und nichteingestochenem Kontaktring. Bild 8 rechts zeigt ebenfalls gesickte Ausführungen, die an der Kontaktstelle galvanisch stark versilbert sind oder aus silberplattiertem Material bestehen. Die so vorbereiteten Kontaktfederkränze werden dann in die Kurzschlußscheibe eingelötet und mit der Kreissäge geschlitzt. Damit die Säge beim Schlitzen die Federn nicht wegschlägt, ist der Federkranz in ein Futter aufzunehmen. Nach Aufbiegen auf die nötige Vorspannung wird der ganze Kurzschlußschieber abschließend versilbert.

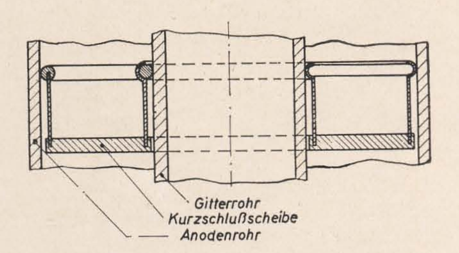


Bild 8: Schematische Darstellung der konstruktiven Ausbildung des Kurzschlußschiebers

Dr.-Ing. ALES BOLESLAV Übersetzer: Dipl.-Ing. Friedrich Iser

Entnommen aus der tschechischen Fachzeitschrift ELEKTRONIK, Nr. 9 (1951), Seite 210 bis 212

Anwendung des Magnettonbandgerätes

Die magnetische Tonaufzeichnung hatte bis vor kurzem hauptsächlich für das Gebiet der Elektroakustik, für die sie ursprünglich entwickelt worden war, große Bedeutung. In der letzten Zeit wird die magnetische Tonaufzeichnung jedoch immer häufiger in den verschiedensten Zweigen der Technik, so zum Beispiel in der Schwachstrom- und Starkstrommeßtechnik, in der Physik, auf dem Gebiete spezieller Rechenmaschinen und Einrichtungen (künstliches Gedächtnis), im Maschinenbau, in der Medizin, für Zwecke dokumentarischer Aufzeichnungen, Schulungen usw. angewendet. Es gibt fast kein Gebiet, auf dem sie sich nicht erfolgreich bewährt hätte. Dieser Beitrag soll die Leser mit den vielen Möglichkeiten, welche die Technik der magnetischen Tonaufzeichnung heute bietet, bekanntmachen.

Mit der Einführung des Hochfrequenzverfahrens hat die magnetische Aufzeichnung auf dem Tonband, dessen magnetisierbare Schicht kleine Oxydteilchen enthält (Fe_2O_2, Fe_3O_4), beachtliche Fortschritte erzielt. Gewiß ist noch in Erinnerung, daß in der CSR schon im Jahre 1947 und 1948 die ersten Muster der erwähnten Materialien für Tonbänder angefertigt wurden, die in ihren Eigenschaften den heutigen ausländischen Erzeugnissen gleichwertig sind. Für ihre Herstellung wurden einheimische Rohstoffe und Maschinen verwendet.

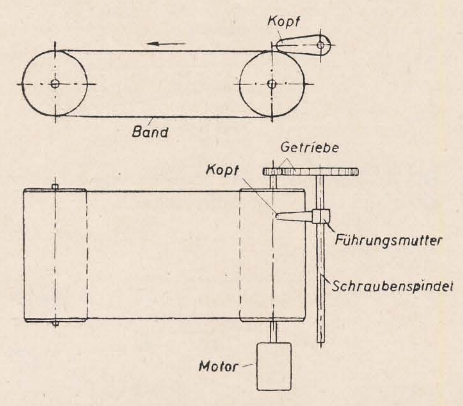


Bild 1: Bandführung bei einem als Diktafon verwendeten Magnetbandspieler

Bei modernen Magnetbandspielern dient als Tonträger entweder ein schmales Band (etwa 6,5 mm breit), auf dem einige Aufzeichnungen nebeneinander untergebracht werden können oder ein breites Band, das eine unendliche Schleife bildet (Bild 1), oder auch eine Kreisplatte bzw. Folie, auf der die Aufzeichnungen spiralförmig ähnlich wie auf einer Schallplatte möglich sind (Bild 2). Die beiden letzten

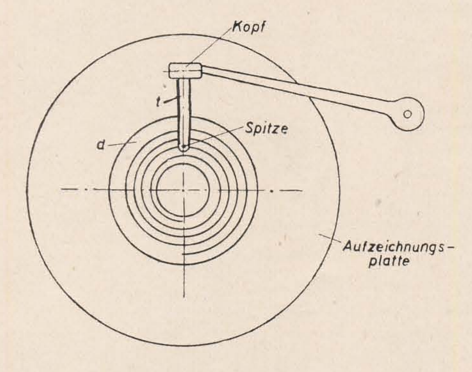


Bild 2: Kreisplatte oder Folie als Tonträger für ein Diktafon

Methoden nützt man in der Hauptsache für Diktafone oder für Aufzeichnungen aus, bei denen kein besonderer Wert auf einen großen Frequenzbereich und eine gute Wiedergabequalität gelegt wird.

Die Bedeutung der Hochfrequenzaufzeichnung beruht hauptsächlich darauf, daß man bei verhältnismäßig kleiner Geschwindigkeit des Tonträgers eine sehr gute Wiedergabe erreichen kann. Die während des Krieges von Dr. Braunmühl und Weber (AEG) entworfenen Originalgeräte hatten bei einer Bandgeschwindigkeit von 77 cm/s einen Frequenzbereich von 9 kHz bei Toleranzen von ± 2 db. Heute gelingt es, bei Tonbandgeräten einen Frequenzbereich von 30 bis 15000 Hz mit einer Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s zu erreichen. Diesen Frequenzumfang weisen auch moderne Seriengeräte mit einer Bandgeschwindigkeit von 38,1 cm/s auf, wobei die Gleichmäßigkeit der Geschwindigkeit größer als 0,1% ist und die Dynamik den Wert von 60 db erreicht. Dank der Vervollkommnung des Tonträgers gelang es, die nichtlinearen Verzerrungen unter 1% bei voller Aussteuerung zu senken.

Bei einigen modernen Konstruktionen, die im Doppelspursystem arbeiten, wird nacheinander die obere und untere Hälfte des Bandes bespielt, wodurch sich die Spielzeit bei praktisch gleicher Qualität verdoppelt. Die Konstruktion kann so gelöst werden, daß man in einem Falle nur eine Gruppe von Köpfen (Löschkopf-, Aufnahme- und Wiedergabekopf), im anderen Falle zwei gleiche Gruppen derselben Köpfe wie im ersten Falle oder an ihrer Stelle Spezialdoppelköpfe benutzt. Im ersten Falle ist es notwendig, den Teller mit dem aufgewickelten Band umzudrehen und ihn an Stelle des leeren Tellers zu legen. Dann kann die Aufzeichnung wieder fortgesetzt werden, denn nun wird die zweite Hälfte des Bandes an den Köpfen vorbeigeführt. Im zweiten Falle wird die Laufrichtung des Bandes umgekehrt, sobald das ganze Band von einem Teller auf den zweiten umgewickelt worden ist. Dabei wird auch die Modulation, das heißt die aufzuzeichnende Wechselspannung, von der einen Gruppe der Köpfe auf die zweite Gruppe beziehungsweise innerhalb der Doppelköpfe umgeschaltet, was die Aufzeichnung auf der unbespielten Hälfte des Bandes ermöglicht. Die Umkehr der Laufrichtung des Bandes und die Umschaltung können auch automatisch erfolgen.

Das beschriebene Prinzip eignet sich für die Konstruktion von Geräten, die ähnlich wie das Schleifenmagnettonbandgerät arbeiten, von dem noch die Rede sein wird. Auch in diesem Falle ändert sich die Laufrichtung des Bandes immer nach dem Umwickeln auf einen von beiden Tellern, also am Anfang und am Ende des Bandes.

Die Geräte für die magnetische Tonaufzeichnung mit HF-Vormagnetisierung, HF-Magnettonbandgeräte, werden hauptsächlich für Rundfunkzwecke benutzt. Erst in den letzten Jahren hat sich ihr Anwendungsgebiet schnell erweitert.

Tonbandgeräte mit geringem Frequenzumfang (bis 3500 Hz) und dementsprechend kleiner Geschwindigkeit (zuletzt nur 3,8 cm/s) dienen als Diktiergeräte oder für die Aufzeichnung von Telefongesprächen, zum Beispiel während der Abwesenheit des Teilnehmers. Eine besondere Bedeutung kommt Geräten dieser Art bei wichtigen Verhandlungen zu, von denen die Tonaufzeichnung in der Originalfassung das einzige Dokument darstellt. Da für die erwähnten Zwecke eine Dynamik von etwa 40 db meist genügt, kann mit Gleichstromvormagnetisierung und -löschung gearbeitet werden. Die hierfür erforderliche einfache Aufnahmeeinrichtung enthält keine Röhren; denn für die Modulation des Aufnahmekopfes genügt die Leistung, die von einem üblichen, in normalen Telefonapparaten benutzten Kohlemikrofon abgegeben wird. Für die Bewegung des Bandes kann ein Plattenspielermotor mit elektrischem oder Federantrieb benutzt werden. Der Magnetbandspieler mit Federantrieb ist dann von äußeren Stromquellen vollständig unabhängig, da für Mikrofon und Vormagnetisierung eine übliche Taschenlampenbatterie ausreicht. Im äußersten Fall kann man zum Löschen und zur Vormagnetisierung permanente Magnete benutzen. Die Wiedergabeeinrichtung muß einen Verstärker enthalten; denn das Signal an den Klemmen des Wiedergabekopfes ist sehr schwach.

Für Diktiergeräte ist die Aufzeichnung mit Hilfe eines schmalen Kopfes am günstigsten, und zwar entweder auf der unendlichen Schleife eines breiten Bandes, bei dem der Aufnahme- und Wiedergabekopf von einer Schraubenspindel geführt wird, die durch ein Getriebe mit dem Antriebsmechanismus verbunden ist (Bild 1), oder auf einer kreisförmigen Platte (Bild 2). In dieser Anordnung ist der Kopf auf einem Rahmen befestigt, dessen Bewegung direkt von der Drehbewegung des

Tellers abgeleitet wird. Die einfachste Konstruktion ist die der Firma EMI (Bild 2). Die Hilfsplatte d, mit der die zu bespielende Platte oder Folie am Teller festgezogen wird, ist mit einer Rille in Form einer Spirale versehen, in der ein an der Stange t befestigter Führungsstift läuft. Diese Stange ist mit einem Rahmen verbunden, der den Wiedergabekopf trägt. Es gibt allerdings noch eine Reihe anderer Lösungen. Wird für das Diktiergerät ein normales Magnettonband benutzt, ist es möglich, auf diesem bis zu vier Aufzeichnungen nebeneinander unterzubringen.

Eine ähnliche Lösung wie bei dem gerade beschriebenen Diktafon kann man auch für ständig zu wiederholende Meldungen — automatische Zeitansage, Meldungen für Telefon- und Propagandadienst usw. — anwenden. Auch für diese Zwecke ist eine sehr langsame Vorschubgeschwindigkeit des Tonträgers zu wählen.

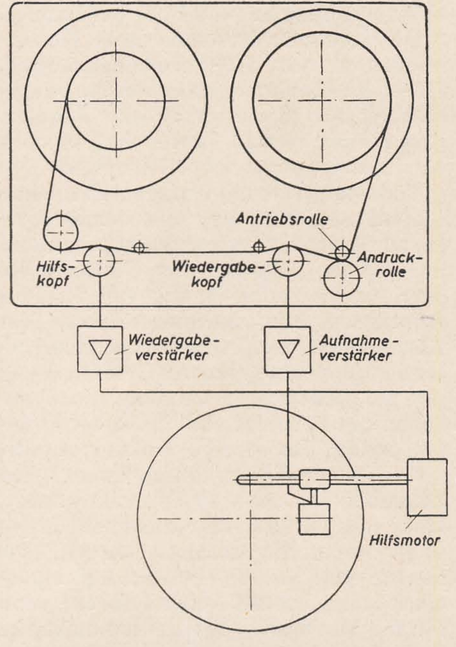


Bild 3: Schematische Darstellung einer Anordnung, die eine Verlängerung der Plattenspielzeit um 50 % bewirkt. Das Magnettongerät steuert den Vorschub der Rillen des Tonarmes so, daß der Rillenabstand den Amplituden proportional ist

Auf dem Gebiet der Aufzeichnungstechnik werden aber auch Qualitätsmagnettonbandgeräte eingesetzt, zum Beispiel bei der Aufnahme von Industrieschallplatten. Der Arbeitsgang ist dabei folgender: Das vorgesehene Programm wird zuerst auf ein Magnettonband gespielt, an dem die notwendigen Korrekturen, Schnitte und gegebenenfalls Einfügungen vorgenommen werden. Dann erst wird die Modulation vom Band auf eine Wachsplatte oder Folie für weitere Zwecke übertragen. Dieser Vorgang läßt sich vorteilhaft dann anwenden, wenn es sich um die Aufzeichnung besonders schwieriger Werke handelt. Es ist so möglich, aus mehreren hergestellten Kopien, die an verschiedenen Stellen kleine Fehler aufweisen, durch geeignetes Zusammenfügen der einzelnen Teile ganz hervorragende Aufnahmen herzustellen. Schließlich ist es möglich, einen bestimmten kleinen fehlerhaften Teil der Aufnahme herauszuschneiden und durch einen verbesserten, richtig gespielten Teil zu ersetzen. Dieser Vorgang wird fast allgemein angewendet, hauptsächlich bei den sogenannten Langspielplatten (microgroove). Durch das Überspielen vom Magnetbandspieler verschlechtert sich die Qualität der bespielten Platten kaum. Die Verzerrungen eines guten Magnettonbandgerätes sind vernachlässigbar klein gegenüber den Verzerrungen, die bei der Aufnahme auf Platten entstehen.

Eine weitere sehr bedeutende Vervollkommnung der Aufzeichnung auf Platten brachte eine Erfindung, die in ausländischen Zeitschriften schon vor zwei Jahren beschrieben wurde. Diese neue Anordnung ermöglicht eine Verlängerung der Aufnahmedauer um mehr als 50%, die allerdings von der Art der Aufnahme abhängig ist. Bei dem Überspielen einer Aufnahme vom Band auf die Platte bringt man in geeigneter Entfernung vor dem Aufnahmekopf einen Hilfskopf an, dessen Signal die Drehzahl des Hilfsmotors, der den radialen Vorschub bewirkt, beeinflußt. Der Vorlauf dieses Hilfskopfes wird so gewählt, daß die Vergrößerung des Rillenabstandes früher entsteht, bevor die vergrößerte Amplitude der Modulation, die vom Wiedergabekopf abgenommen wird, ankommt. Im Bild 3 ist diese Einrichtung schematisch dargestellt. Die Hilfsköpfe kann man auch zur Dynamikunterdrückung benutzen, wodurch eine bessere Ausnutzung der Schallplatten ermöglicht wird. Die zulässige Dynamik läßt sich dadurch entsprechend dem beim Pressen benutzten Plattenmaterial einregeln. Für die Dynamikunterdrückung ist es zweckmäßig, einen weiteren Wiedergabekopf mit etwas kleinerer Zeitverzögerung, als sie zur Beeinflussung des Hilfsmotors notwendig wäre, anzuordnen.

Die Aufzeichnung auf ein Magnettonband ist heute auch in der Tonfilmtechnik üblich, wodurch eine bedeutende Verbesserung des Tones bei gleichzeitiger Verringerung der Kosten und Vereinfachung des Aufzeichnungsvorganges erreicht wird. Das verwendete Tonband ist mit Rücksicht auf die notwendige Synchronisation ähnlich wie beim Film mit einer Perforation versehen. In den letzten Jahren wurden im Ausland Versuche mit magnetischer Aufzeichnung direkt auf einen engen Streifen geeigneter Emulsion am Rande des Filmes durchgeführt. Diese Maßnahme gestattet, die Tonqualität beim Film wesentlich zu erhöhen. Auch das Drehen von Amateurtonfilmen ist möglich, wobei die notwendige Apparatur verhältnismäßig einfach und billig ist.

Eine große Bedeutung hat die Tonaufzeichnung auf dem Gebiete der Kunst. Sie ermöglicht zum Beispiel dem Musiker, seine Darbietungen auf dem Band festzuhalten und dadurch sich selbst, gegebenenfalls in gewissen zeitlichen Abständen, objektiv zu beurteilen und Fehler festzustellen, was zur Vervollkommnung des künstlerischen Ausdruckes erheblich beitragen kann. Mit der Zeit werden auch wertvolle Archive entstehen, in denen bedeutende Konzerte, Theatervorstellungen und viele andere Begebenheiten auf dem Tonband festgehalten sind.

Für die Wiedergabe sich ständig wiederholender Signale, kurzer Meldungen u. ä. eignet sich vorteilhaft das Schleifenmagnetofon. Man kann sich in diesem Falle einer ähnlichen wie der bereits beschriebenen Einrichtung bedienen, bei der es sich um eine kurze zeitliche Verschiebung einer bestimmten Modulation handelt. Einige Arten solcher Schleifenmagnettongeräte sind in den Bildern 4, 5 und 6 gezeigt. Bei der Einrichtung nach Bild 4 wird das eine Schleife bildende Band über eine Antriebstrommel und über Führungsrollen an den Magnettonkopf und von hier über eine Hilfstrommel wieder zur antreibenden Trommel zurückgeführt. Ist das verwendete Band länger, so muß es in einigen Lagen übereinander und über die Hilfsrollen K_3 und K_4 vom oberen Teil der antreibenden Trommel zum unteren Teil der Hilfstrommel geführt werden.

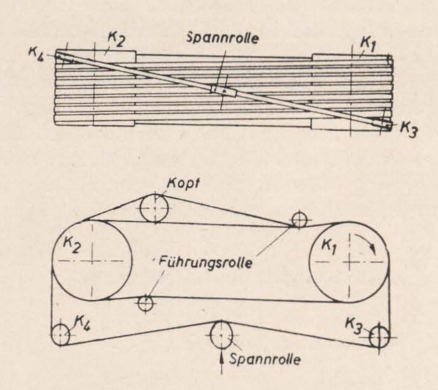


Bild 4: Darstellung der Bandführung bei einem einfachen Schleifenmagnettongerät

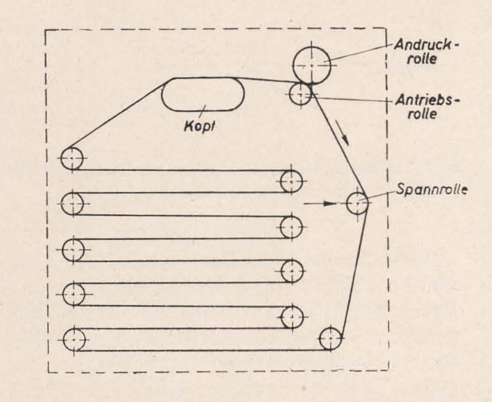


Bild 5: Verlauf des Bandes eines Schleifenmagnettongerätes über mehrere Hilfsrollen

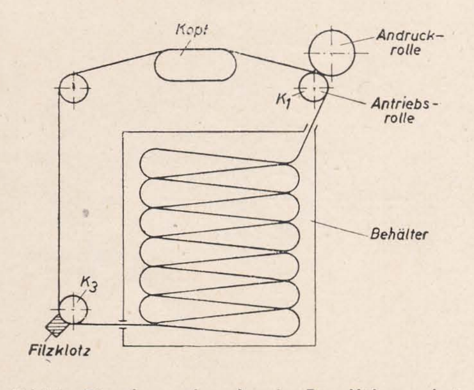


Bild 6: Eine besondere Art der Bandführung bei einem Schleifenmagnettongerät

Das Band des im Bild 5 schematisch dargestellten Schleifenmagnettonbandgerätes ist über mehrere Hilfsrollen geführt. Der Nachteil dieser Konstruktion ist ein starkes Vibrieren des ganzen Systems; daraus folgt eine entsprechend größere Leistung des Antriebmotors und eine größere Beanspruchung des Bandes. Ein großer Vorteil ist das leichte Einlegen des Bandes.

Im Bild 6 ist eine weitere Möglichkeit des Schleifenmagnettonbandgerätes angegeben. In diesem Falle wird das Band über eine treibende Rolle in einen besonderen, aus zwei glatten Platten gebildeten Behälter geführt, die gewöhnlich abnehmbar und aus Glas sind. Die Entfernung der beiden Platten wird etwas größer als die Breite des Bandes gewählt. In dem Behälter bilden sich, wie Bild 6 zeigt, Schleifen des Bandes, die sich aufeinander legen. Aus dem Behälter wird das Band über eine Hilfsrolle K_3 geführt, die durch ein Filzklötzchen gebremst wird. Der Vorteil dieser Konstruktion ist das leichte Einlegen des Bandes und die Möglichkeit einer genügend lange dauernden Aufzeichnung. Dabei kann man bei dieser Einrichtung Bänder verschiedener Länge ohne weitere Vorbereitungen und Komplikationen einlegen, was bei den früher beschriebenen Geräten nicht möglich war.

Eine sehr interessante Ausführung einer Schleifenaufnahme- und Wiedergabeeinrichtung führt Begun in seiner Patentschrift an. Die Einrichtung war ursprünglich für ein Stahlband entworfen. Mit wenigen Änderungen läßt sie sich auch für das Magnettonband benutzen. Das Prinzip ist im Bild 7 dargestellt. Über die Hilfsrollen K_2, K_3 und den Kopf geführt, wird das Band durch die Rolle K_1 getragen und einer unbeweglichen Spirale aus dünnem Blech zugeleitet. Es durchläuft diese Spirale und verläßt sie wieder

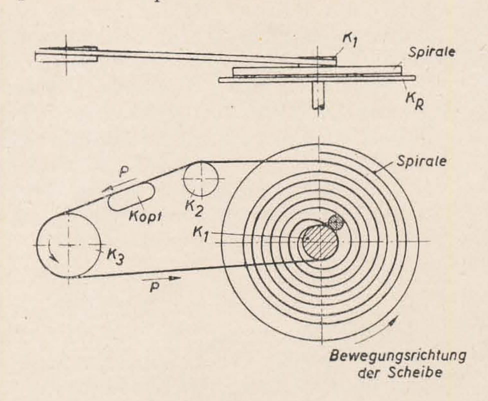


Bild 7: Vorteilhafte Bandführung für sehr lange Tonbänder

über die Hilfsrollen. Damit das Band die Spirale leicht durchläuft, wird es durch ein sich drehendes Rad K_R, an dessen Oberfläche es liegt, getragen. Die beschriebene Einrichtung ist also vorteilhaft, wenn das Band sehr lang ist. Sie erfordert allerdings eine genaue Justierung.

Das Schleifenmagnettonbandgerät wird für die verschiedensten Zwecke eingesetzt. Über die Anwendung bei der Aufzeichnung von verschiedenen Signalen wurde schon gesprochen. Man kann es weiterhin für das direkte Bespielen von Schallplatten mit veränderlichem Rillenabstand für die Konstruktion eines durch einen Vorlauf wirkenden Dynamikkompressors für eine Einrichtung benutzen, mit deren Hilfe es möglich ist, die Modulation im voraus zu kontrollieren. Interessant ist die Anwendung des Schleifenmagnettonbandgerätes auf dem Gebiet von Großverstärkeranlagen, wenn große

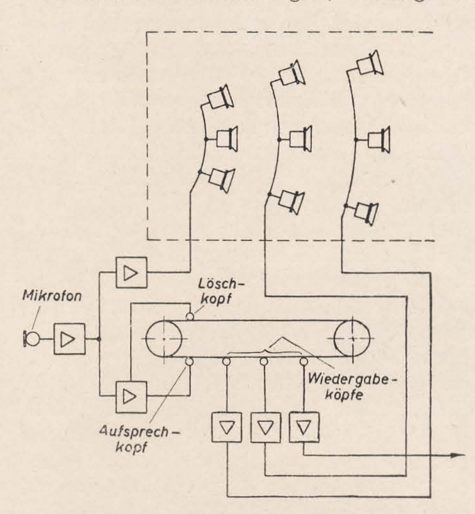


Bild 8: Einsatz eines Magnettongerätes zur Erzeugung einer zeitlichen Phasenverschiebung bei der Übertragung mit mehreren gerichteten Lautsprechern

Flächen mit Schall zu versorgen sind. Diese Lösung ist allerdings nur dann anwendbar, wenn sich in unmittelbarer Nähe keine Gegenstände befinden, die störende Reflexionen hervorrufen. Werden Lautsprecher großer akustischer Leistung, die über eine vorgesehene Fläche verteilt sind und von einem einzigen Verstärker gespeist werden, eingesetzt, würden die zeitlichen Verschiebungen, die durch die zum Durchlaufen des Schalles zwischen den einzelnen Lautsprechern notwendige Zeit gegeben sind, zu einer fast vollkommenen Unverständlichkeit führen. Um dies zu verhindern, ist es einerseits notwendig, die Lautsprecher nach Möglichkeit so auszurichten, daß keine störenden Interferenzen mit benachbarten Einheiten entstehen, andererseits eine Schallabstrahlung der einzelnen Gruppen mit einer Zeitverschiebung zu erreichen, die der Ton zum Durchlaufen der hintereinander angeordneten Lautsprecher braucht (Bild 8). Die erforderliche Zeitdifferenz wird durch ein Schleifenmagnettonbandgerät mit mehreren Wiedergabeköpfen gewonnen, die, entsprechend den notwendigen zeitlichen Intervallen, in geeigneten Abständen voneinander angeordnet sind. Es ist begreiflich, daß sich die besprochene Schaltung nur für bestimmte Fälle eignet und nicht ohne Rücksicht auf örtlich bedingte Umstände angewendet werden kann.

Durch ein passend angeordnetes Schleifenmagnettonbandgerät kann man verschiedene interessante Effekte bewirken, die sich für Rundfunk-, Film- und Theaterzwecke eignen. In den Bildern 9 und 10 sind Blockschaltbilder für die Erzeugung künstlichen Nachhalles, dessen Zeit, Verlauf und Frequenzcharakteristik sich leicht beeinflussen lassen, dargestellt. In einer Anordnung, die den Amplituden- und Frequenzverlauf des Nachhalles zu ändern gestattet, kann man ganz ungewöhnliche und interessante Toneffekte erzielen.

Die im Bild 9 angegebene Einrichtung arbeitet folgendermaßen: Auf ein gelöschtes Band (Schleife) wird die Modulation aufgezeichnet, der wir den Nachhall überlagern wollen. Gleichzeitig wird diese Modulation auf den ersten Eingang des Mischkreises gegeben. An den Klemmen der einzelnen Wiedergabeköpfe wird eine Spannung induziert, die der aufgezeichneten Modulation mit einer bestimmten zeitlichen Verschiebung, die durch die Geschwindigkeit des Bandes und die Lage des Kopfes gegeben ist, entspricht. Jede dieser Teilmodulationen wird über ein geeignetes Dämpfungsglied auf weitere Eingänge des Mischkreises übertragen. Die Dämpfungsglieder sind so gewählt, daß die Ausgangspegel der einzelnen Köpfe logarithmisch abfallen. Es ist allerdings möglich, die Dämpfungsglieder wegzulassen, wenn der logarithmische Verlauf in einem besonderen Mischkreis geeigneter Schaltung hergestellt wird. Ist das Zeitintervall zwischen den Teilmodulationen genügend klein, entsteht der Eindruck kontinuierlichen Nachklingens (Nachhalles), dessen Kontinuität noch um den Nachhall des Studios vergrößert ist, in dem die ursprüngliche Modulation entstand. Die Zeit des Nachhalles kann man entweder durch Ändern der Verzögerung der Teilmodulationen (Änderung der Bandgeschwindigkeit, der Wege zwischen den Wiedergabeköpfen) oder durch Ändern der Werte der Dämpfungsglieder beeinflussen. Schaltet man in den Kreis der Dämpfungsglieder frequenzabhängige Glieder ein, so ist es möglich, den Frequenzverlauf der Nachhallzeit zu ändern. Die beschriebene Einrichtung hat eine große Bedeutung nicht nur für die Erzeugung verschiedener Effekte, sondern auch als Mittel zur Korrektur der akustischen Eigenschaften von Studios. Dann ist es möglich, auch solche Räume für die Übertragung verschiedenster Arten von Sendungen zu benutzen.

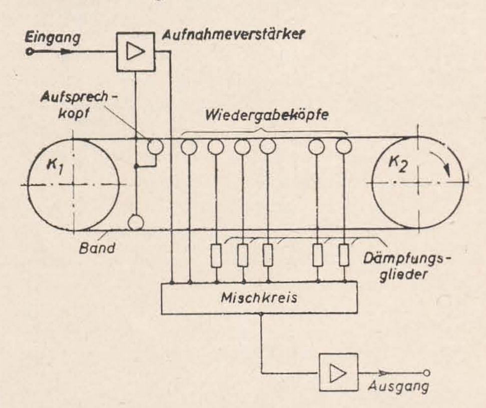


Bild 9: Eine Methode zur Erzeugung künstlichen Nachhalles mit Hilfe des Magnettongerätes

Das Schema einer anderen Einrichtung für die Erzeugung künstlichen Nachhalls ist im Bild 10 dargestellt. Man benutzt dabei die Kopplung zwischen dem Aufnahme- und dem Wiedergabekopf. Die

Modulation wird über den Mischkreis auf den Aufnahmeverstärker und den zugehörigen Kopf gegeben. Vom Wiedergabe-

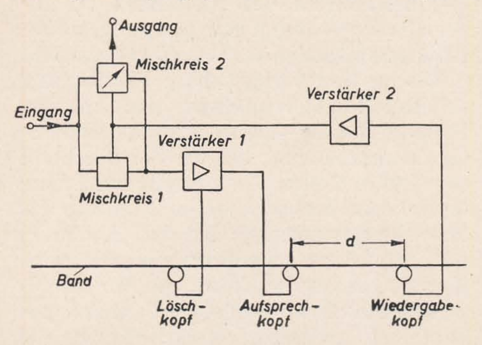


Bild 10: Eine zweite, einfachere Methode zur Erzeugung künstlichen Nachhalls

kopf, der um einen entsprechenden Abstand d entfernt ist, wird die Modulation nach der Verstärkung dem anderen Eingang des Mischkreises zugeführt. Von seinem Ausgang, der am Aufnahmeverstärker angeschlossen ist, kann man schon die Modulation mit geeignetem Nachhall abnehmen. Die Wirkungsweise der ganzen Einrichtung soll am besten an einem Beispiel erklärt werden: Setzen wir voraus, daß dem Eingang der Einrichtung ein kurzer Impuls zugeführt wird (z. B. ein Tonimpuls). Diesen Impuls bekommen wir einmal unmittelbar am Ausgang der Einrichtung, zum anderen wird er auf das Band aufgezeichnet. Nach einem Zeitintervall, das dem Durchlaufen des Impulses zwischen Aufnahme- und Wiedergabekopf entspricht, wird der Impuls mit verringertem Pegel wiedergegeben und dem Eingang des Aufnahmeverstärkers zugeführt. Dieser Vorgang wiederholt sich so lange, bis das Signal erklingt. Ein großer Vorzug besteht in dem selbsttätig logarithmischen Verlauf. Die Nachhalldauer kann man durch Ändern der Verstärkung im Wiedergabekreis beeinflussen, den Frequenzverlauf durch Einschalten von Korrekturgliedern in den Wiedergabekreis. Die beschriebene Einrichtung ist einfacher als das Gerät nach Bild 9, aber weniger vollkommen und eignet sich nur für die Erzeugung bestimmter Toneffekte. Die im Prinzip im Bild 9 dargestellte Einrichtung kann nach einem Umbau für künstlichen Nachhall beliebiger Art und beliebigen Charakters verwendet werden. Es genügt, die Entfernung der einzelnen Wiedergabeköpfe zweckentsprechend zu wählen und geeignete Korrekturen anzubringen.

Außer ihrer Anwendung auf dem Gebiet der Elektroakustik, von dem wir bisher gesprochen haben, hat die magnetische Aufzeichnung auch in der Technik des Fernschreibers (Aufzeichnung von Impulsen), in der Bildübertragung auf Draht, in der Schnelltelegrafie usw. Anwendung gefunden.

Die Aufzeichnung von Wechselströmen auf Tonband erlangt heute auch in der Meßtechnik Bedeutung, wobei eine Erleichterung verschiedener oft schwieriger Messungen erreicht wird. Auf dem Gebiet der Raumakustik kann die magnetische Aufzeichnung vorteilhaft bei der Messung des Nachhalles von Sälen verwendet werden. Der Verlauf des Nachhalles wird an Ort und Stelle aufgezeichnet und die genaue Analyse erst im Laboratorium ausgeführt. So ist es möglich, auch solche Messungen durchzuführen, die auf anderem Wege schwierig und umständlich wären, zum Beispiel die Messung der akustischen Eigenschaften der mit Publikum besetzten Säle. Das Magnettonbandgerät findet auch bei der Analyse von Ton und Geräusch Verwendung.

Zu einem wertvollen Hilfsmittel entwickelte sich das magnetische Aufzeichnungsverfahren auf dem Gebiet der Starkstromtechnik, wo es eine vollkommene Analyse von Erscheinungen ermöglicht, die mehr oder weniger unvorhergesehen auftreten. Man kann auf diese Weise Durchschläge an Isolatoren bei Dauerprüfungen, Kurzschlüsse im Netz und in anderen Einrichtungen, Störungen bei der Prüfung der Lebensdauer von Geräten und Bauteilen usw. studieren. In den Fällen, bei denen es um die Aufzeichnung von Erscheinungen geht, die nur verhältnismäßig kurze Zeit andauern, ist die Verwendung eines Schleifenmagnettonbandgerätes möglich. Der Verlauf der gemessenen Größen wird ständig auf der Schleife des Magnettonbandes aufgezeichnet, wobei die vorhergehende Aufzeichnung immer dicht vor dem Aufnahmekopf gelöscht wird. Die Einrichtung ist so aufgebaut, daß nach dem Verlauf des Ereignisses, das wir analysieren wollen, das Band nicht weiter läuft. So bleibt die Aufzeichnung erhalten und kann weiter untersucht werden. Ebenso wie in der Starkstromtechnik ist es auch möglich, die magnetische Aufzeichnung für verschiedene Messungen auf anderen Gebieten zu benutzen, zum Beispiel im Maschinenbau, im Flugzeugbau, in der Physik, in der Chemie, in der Medizin, kurz überall dort, wo es notwendig ist, irgendein Ereignis aufzuzeichnen, das innerhalb einer gewissen Zeit verläuft (wobei es allerdings notwendig ist, dieses Ereignis in einen elektrischen Wert umzuwandeln), sobald wir also ein künstliches Gedächtnis realisieren wollen.

Für diese Zwecke muß das Magnettonbandgerät begreiflicherweise spezielle Eigenschaften besitzen. Sollen Gleichströme oder Signale sehr niedriger Frequenz aufgezeichnet werden, so ist es zweckmäßig, sie mit einem Trägerstrom amplitudenmäßig oder frequenzmäßig zu modulieren. Dann bleiben die Phasenverhältnisse auch bei sehr niedrigen Frequenzen gewahrt. Handelt es sich um die Aufzeichnung hoher Frequenzen, ist es notwendig, die Geschwindigkeit des Bandes auf einen entsprechenden Wert zu erhöhen.

Schließlich ist die magnetische Aufzeichnung auch zur Steuerung von Werkzeugmaschinen und anderen Einrichtungen geeignet, die nach einem bestimmten festgesetzten Arbeitsgang arbeiten sollen.

Hiermit sind in groben Zügen die Möglichkeiten der Verwendung der magnetischen Tonaufzeichnung aufgeführt.

Trotzdem gibt es noch weitere Möglichkeiten, diese neue Technik zur Erleichterung, Vervollkommnung, Beschleunigung und Verbesserung der Produktion einzusetzen.

DIETHARD WEBER

Bauanleitung

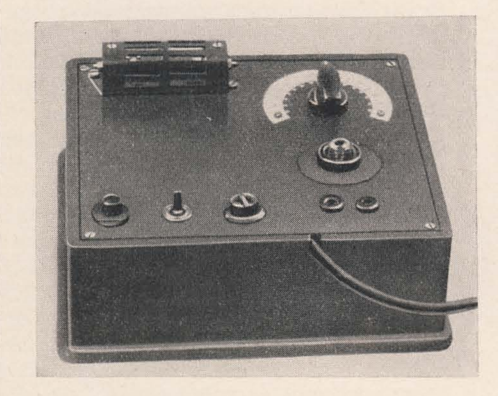


Bild 1: Außenansicht der als Tischgerät aufgebauten elektronischen Schaltuhr

Im Heft 5(1952) S. 143 der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK wurde die Übersetzung eines Beitrages von L. Alexandrow über ein Elektronenzeitrelais veröffentlicht. Als Steuerorgan dient in diesem Zeitrelais ein Thyratron. Im folgenden soll nun ein Gerät beschrieben werden, das für den Einsatz einer Glättungsglimmröhre der Firma Preßler, Type GR 100 Z, an Stelle des Thyratrons und speziell für fotografische Vergrößerungsarbeiten entwickelt wurde. Das Mustergerät läßt in 13 Stufen Zeiteinstellungen von 0,5 bis 120 s zu. Die Bedienung des Gerätes ist äußerst einfach und zweckentsprechend. An die Buchsen des Gerätes wird zum Beispiel die Lampe des Vergrößerungsapparates angeschlossen und der Wahlschalter in die für die gewünschte Zeit erforderliche Stellung gebracht. Durch Betätigen des Druckknopfes wird die Lampe eingeschaltet und erlischt nach Ablauf der eingestellten Zeit automatisch. Das Gerät ist sofort wieder betriebsbereit, so daß es auch für Serienanfertigungen von Vergrößerungen geeignet ist.

Arbeitsweise

Durch Betätigen des Druckknopfes D wird der Anker des Relais A angezogen und gleichzeitig der Kondensator C_1 über den Wahlschalter S_2 und den gewählten Widerstand (in der Schaltung R_1) aufgeladen. Den Strom erhält Relais A über einen 8-kΩ-Vorwiderstand vom Gleichrichterteil des Gerätes. Mit Hilfe der Kontakte a_2 und b_2 wird der Druckknopf D überbrückt und das Relais A in seiner Arbeitsstellung gehalten. Kontakt a_1 schließt den Verbraucherstromkreis. Die Signalglimmlampe G_1 dient zur optischen Anzeige, um das Gerät auch als Uhr, zum Beispiel beim Entwickeln verwenden zu können. Parallel zum Kondensator C_1 liegen die Glimmröhre G_2 und das Relais B. Erreicht die Spannung am Kondensator C_1 die Zündspannung der Glimmröhre G_2 (140 V bei der GR 100 Z), so

für eine elektronische Schaltuhr

Bild 5: Zweckmäßiger Aufbau der Einzelteile

wird C_1 über B entladen. Der Stromfluß würde aber nur kurze Zeit andauern, da die Glimmröhre unterhalb der Brennspannung (100 V bei der GR 100 Z) wieder verlöschen würde. Um den Stromfluß aufrecht zu erhalten, schließt Kontakt b_1 des Relais B die Glimmröhre kurz

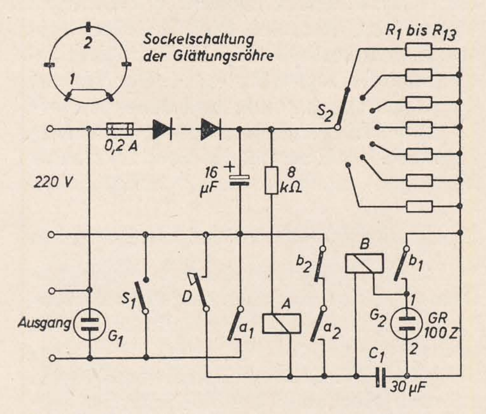


Bild 2: Schaltbild der elektronischen Schaltuhr

und ermöglicht dadurch im Verein mit der Trägheit des Relais eine restlose Entladung von C_1. Kontakt b_2 unterbricht die Selbsthaltung von Relais A, wodurch der über Kontakt a_1 geschlossene Verbraucherstromkreis getrennt wird.

Der Schalter S_1 gestattet, den Verbraucherstromkreis unabhängig vom Zeitrelais einzuschalten.

Aufbau

Der Aufbau des Gerätes bereitet keine Schwierigkeiten. Alle Teile wurden, wie aus Bild 5 ersichtlich, auf eine Pertinaxplatte geschraubt. Der Vorwiderstand für Relais A fand auf der Frontplatte Platz, um eine Wärmestrahlung im Innern des Gehäuses zu vermeiden. Eine Blechhaube macht den Vorwiderstand berührungssicher. Einfacher wäre es, für das Relais A ein hochohmiges Relais zu verwenden, das direkt an die Gleichspannung angeschlossen wird. Dagegen spricht aber der niedrige Anschaffungspreis der verwendeten 24-V-Relais, die viel in kommerziellen Geräten verwendet wurden und leicht zu beschaffen sind. Relais B hat dieselben Daten wie Relais A, doch wurde hier ein Arbeitskontakt (Kontakt b_2) in einen Ruhekontakt umgebaut. Der Kondensator C_1 soll einen möglichst hohen Isolationswiderstand besitzen. Am vorteilhaftesten läßt sich hier ein MP-Block verwenden. Bei der Glimmröhre ist auf richtige Polung zu achten (siehe Schaltbild), da sonst der Strom zu gering ist, um das Relais B anzuziehen.

Eichung

Die einzelnen Zeiten können beliebig durch die Dimensionierung der Widerstände R_1 bis R_{13} eingestellt werden. Der Kondensator C_1 ist groß zu wählen (im Mustergerät 30 µF), um mit möglichst niedrigen Widerstandswerten auszukommen (im Mustergerät 30 kΩ bis 6 MΩ). Werden nämlich die Widerstände zu hochohmig, so machen sich die Isolationswiderstände vom Wahlschalter S_2, Glimmröhrenfuß und -sockel sowie vom Kondensator C_1 störend bemerkbar. Sie begrenzen die Schaltzeiten nach oben, wie durch Bild 3 leicht ersichtlich wird. Durch die Spannungsteileranordnung des Widerstandes R_l und des Isolationswiderstandes R_{iC} des Kondensators wird bei hohem R_l die Zündspannung der Glimmröhre G nicht mehr erreicht.

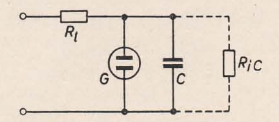


Bild 3: Spannungsteiler durch den Lade- und Isolationswiderstand

Die Eichung erfolgt am einfachsten mit Hilfe einer Stoppuhr. Da die Zeiten nach der Beziehung $t = R \cdot C$ den Widerständen direkt proportional sind, läßt sich die Eichung sehr gut durchführen. Die Widerstände für die langen Zeiten werden von den Isolationswiderständen beeinflußt und müssen daher auf dem Versuchswege ermittelt werden. Zum Schluß sei noch die Abhängigkeit des Gerätes von Temperatur- und Netzspannungsschwankungen erwähnt. Zur Feststellung der Temperaturabhängigkeit wurde die Glimmröhre von 15° auf 25° C bei konstanter Netzspannung erwärmt. Innerhalb dieses Temperaturintervalles

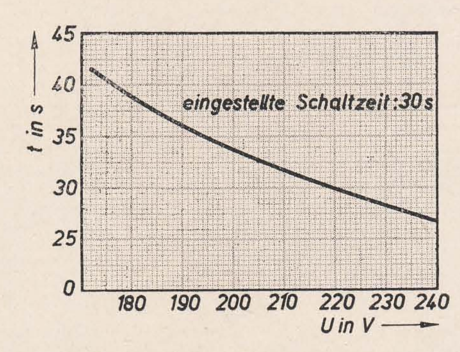


Bild 4: Schaltzeit in Abhängigkeit von der Netzspannung

ergaben sich keine mit der Stoppuhr meßbaren Änderungen, dagegen beeinflussen selbstverständlich Netzspannungsschwankungen die eingestellten Zeiten, jedoch sind diese Abweichungen für Vergrößerungsarbeiten unbedeutend.

Zusammenstellung der verwendeten Teile

Stück	Benennung	Größe
1	Glättungsröhre	Type GR 100 Z Preßler
1	Signalglimmlampe	220 V
1	Selengleichrichter	250 V, 50 mA
1	Elektrolytkondensator	16 µF, 350 V
1	Blockkondensator	30 µF, 160 V, MP
1	Wahlschalter	1 × 13
1	Kippschalter	einpolig
1	Druckknopf	einpolig
1	Widerstand	8 kΩ, 10 W
13	Widerstände	nach Wahl (30 kΩ bis 6 MΩ)
2	Relais	6970 Wdg. CuL 0,1 ∅ 580 Ω
1	Fassung für Glättungsröhre	
1	Fassung für Signalglimmlampe	
2	Isolierbuchsen	
1	Sicherungselement	
1	Sicherung	0,2 A
1	Zeigerknopf	
1	Pertinaxplatte	160 × 180 × 4 mm
1	Holzkasten	lichte Maße: 160 × 180 × 60 mm
1	Netzschnur mit Netzstecker	



Am 13. Oktober 1953 wurde einer unserer besten und aktivsten Mitarbeiter, Oberingenieur Karl August Springstein, wissenschaftlicher Aspirant, für hervorragende Leistungen, für seine Verdienste um die Erfüllung des Fünfjahrplanes mit der hohen Auszeichnung Verdienter Erfinder durch unseren Ministerpräsidenten geehrt.

Von den Werktätigen, insbesondere von den Mitarbeitern des Werkes für Fernmeldewesen HV-RFT, dem Oberingenieur Springstein seine reichen Erfahrungen vorbehaltlos zur Verfügung stellt, erhielt er zahlreiche Glückwünsche, denen wir uns im Namen unserer Leser anschließen möchten.

Die Redaktion

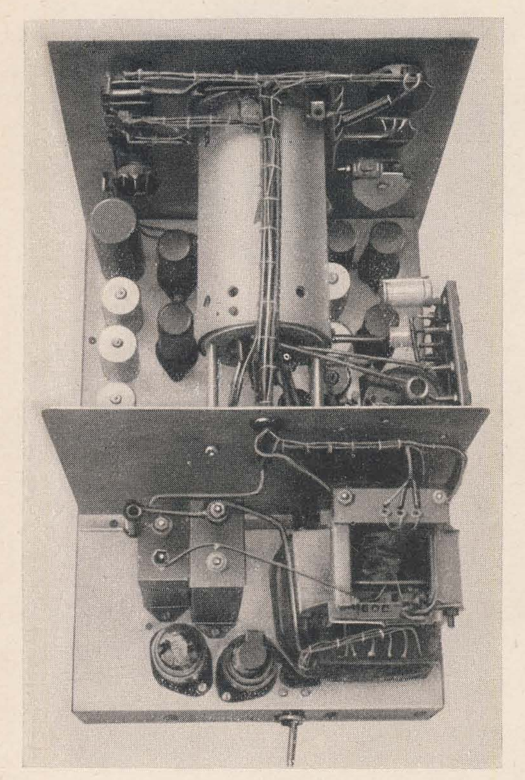


Bild 1: Ansicht der auf dem Chassis angeordneten Teile nach beendeter Montage und Verdrahtung

KARLHEINZ KÖHLER

Bauanleitung für einen Katodenstrahl

Durch die Möglichkeit, elektrische Vorgänge sichtbar zu machen, ist der Katodenstrahloszillograf das universellste Meßgerät geworden. Er ist nicht nur für die Industrie und den Reparateur in der Rundfunkwerkstatt unentbehrlich, sondern stellt auch für die nunmehr wieder zugelassenen Funkamateure sowie für die ernsthaften Bastler ein wertvolles Hilfsmittel zur Aneignung weiterer Fachkenntnisse dar.

Grundsätzliches über Katodenstrahloszillografen

Zur Sichtbarmachung elektrischer Vorgänge auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre sind im wesentlichen drei Baueinheiten notwendig.

1. Netzteil mit Katodenstrahlröhre,
2. Kippgerät,
3. Meßverstärker.

Der Netzteil liefert sämtliche Gleich- und Wechselspannungen und umfaßt auch alle Bauelemente zum Betrieb der Katodenstrahlröhre. Zur horizontalen Ablenkung des Elektronenstrahles ist in erster Linie eine zeitlineare Spannung nötig, die im Kippgerät erzeugt wird. Die Regelung der Kippfrequenz erfolgt meist in Grob- und Feinstufen. Eine Regelung der Kippamplitude ist nicht immer erforderlich, jedoch beim Arbeiten mit dem Wobbler zweckmäßig.

Frequenzvergleiche mit Hilfe von Lissajousfiguren erfordern die horizontale Ablenkung durch sinusförmige Wechselspannungen beliebiger Frequenz. Dies bedingt entweder die Direktsteuerung der Katodenstrahlröhre oder die Umschaltung des Kippgerätes als Verstärker.

Die Aufzeichnung der Meßspannung erfolgt in vertikaler Richtung. Um den Bildschirm auch bei kleinen zu messenden Wechselspannungen auszuschreiben, ist ein entsprechender regelbarer Verstärker vorzusehen, der eine gleichmäßige Verstärkung innerhalb eines bestimmten Frequenzbereiches gewährleistet. Der Verlauf der Ausgangsspannung muß dabei proportional der Eingangsspannung sein. Außerdem darf der Eingang des Verstärkers das Meßobjekt nicht wesentlich belasten.

Mechanischer Aufbau des Oszillografen

Der in der Bauanleitung beschriebene Oszillograf ist den oben angeführten Anforderungen entsprechend dimensioniert und wurde praktisch erprobt. Die erforderlichen drei Baueinheiten sind auf einem 1,5 mm starken Eisenblechchassis aufgebaut und durch entsprechende Trennwände gegeneinander abgeschirmt. Wie die Bilder 1, 4 und 5 zeigen, ist der Netzteil auf dem hinteren Chassisteil angeordnet, während sich, wie allgemein üblich, links hinter der Frontplatte der Meßverstärker und rechts das Kippgerät befinden. An der Frontplatte sind alle Bedienungsknöpfe und die Buchsen für die Verstärkereingänge angebracht. Die Si-

Bild 2: Schaltung des Katodenstrahloszillografen

oszillografen

cherung ist an der Rückseite angeordnet, während sich die Buchsen zur direkten Steuerung der Meßplatten, Hellsteuerung, Fremdsynchronisation und Kippspannungsausgang an der linken Seite des Oszillografen befinden. Aus den auf Seite 370 abgebildeten Einzelteilzeichnungen sind die entsprechenden Maße für die Chassisteile sowie die Anordnung der wesentlichsten Bohrungen zu ersehen.

Die Fassung der Katodenstrahlröhre ist mit Bolzen (Teile 6 und 7) zwischen

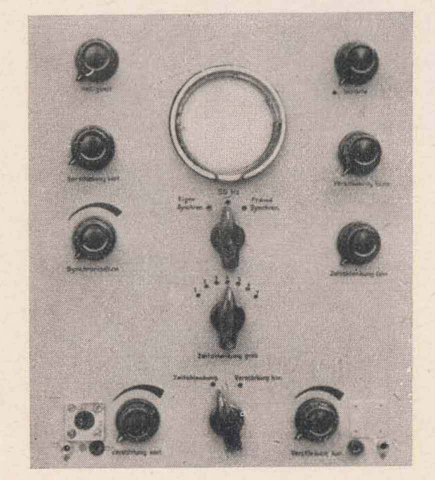


Bild 3: Vorderansicht

Frontplatte und Zwischenwand zu befestigen. Es ist darauf zu achten, daß die Katodenstrahlröhre eine Abschirmung aus dünnem Dynamoblech (etwa 0,3 mm stark) erhält, da anderenfalls das magnetische Feld des Trafos den Elektronenstrahl ablenken kann. In besonderen Fällen, wo dieser Einfluß auch durch Drehen des Trafos nicht beseitigt werden kann, ist eine Mu-Metallabschirmung erforderlich.

Technische Daten

Verstärker vertikal

Frequenzbereich:	20 Hz bis 1,2 MHz
Ablenkempfindlichkeit:	20 mV_{eff}/cm
Ohmsche Belastung des Meßobjektes:	
am 50-V-Eingang:	600 kΩ
am 500-V-Eingang:	1,1 MΩ
Verstärkungsregelung:	kontinuierlich
Eingang:	Katodenverstärker
Röhrenbestückung:	2 × 6 AC 7 2 × 6 AG 7

Zeitablenkung, Verstärker horizontal

Kippgenerator in „Miller-Integrator"-Schaltung

Kippfrequenz:	regelbar in sieben Grobstufen von 8 Hz bis 125 kHz
Synchronisation:	eigen, fremd, 50 Hz

Kippgenerator umschaltbar als Verstärker

Frequenzbereich:	30 Hz bis 100 kHz
Ablenkempfindlichkeit:	0,25 V_{eff}/cm
Eingangswiderstand:	100 kΩ
Röhrenbestückung:	2 × 6 AC 7

Netzteil

Niederspannungserzeugung:	1 × EZ 12 (500 V, 120 mA)
Hochspannungserzeugung:	1 × RFG 5 (1850 V, 2,2 mA)
Katodenstrahlröhre:	LB 1
Ablenkempfindlichkeiten:	
horizontal:	110 V/cm
vertikal:	57 V/cm
Hellsteuerung:	etwa 1,5 V von 150 Hz bis 1,5 MHz
Eingangswiderstand bei Hellsteuerung:	100 kΩ

Im allgemeinen wird jedoch die Abschirmung für die Röhre beim Kauf mitgeliefert und ist bereits an der Fassung befestigt.

Bevor mit dem Zusammenbau der Chassisteile begonnen wird, ist es zweckmäßig, dieselben zu verzinken, was ein späteres Verrosten verhindert. Die Frontplatte versehen wir mit einem grauen Spritzlacküberzug.

Damit ist alles Wesentliche über die Anfertigung des Oszillografenchassis gesagt. Die Bestimmung der Art und Form des Gehäuses soll jedem selbst überlassen bleiben. Für eine ausreichende Entlüftung ist selbstverständlich zu sorgen.

Elektrischer Aufbau der Oszillografen

1. Netzteil mit Katodenstrahlröhre

Zwei Transformatoren liefern alle nötigen Wechselspannungen. Im Mustergerät wurden Trafos aus ehemaligen Wehrmachtoszillografen verwendet.

Transformator 1:
Primär: 220 V;
Sekundär:

2 × 470 V,	125 mA;	Anodenspannung
1700 V,	10 mA;	Hochspannung
2 × 6,3 V,	1,8 A;	Heizung für Röhren und Hochspannungsgleichrichter
2 × 6,3 V;	0,8 A;	Heizung für EZ 12
2 × 6,3 V,	75 mA.	

Die Heizung für die Katodenstrahlröhre (12,6 V) liefert Tr. 2.

Derartige Transformatoren werden heute wohl kaum noch zu beschaffen sein. Es empfiehlt sich daher eine andere Aufteilung. Tr. 1 liefert die Anodenspannung und die Heizspannungen für den Meßverstärker und das Kippgerät, während Tr. 2 für die Hochspannung sowie die Heizspannungen der Hochspannungsgleichrichter- und der Katodenstrahlröhre bemessen ist.

Als Tr. 1 eignet sich jeder handelsübliche Trafo, der die erforderlichen Sekundärspannungen,

2 × 450 V,	125 mA;
6,3 V,	0,85 A;
6,3 V,	3,5 A abgibt.

Die Beschaffung des Tr. 2 bereitet wegen der Hochspannung einige Schwierigkeiten. Die Wickeldaten für diesen Transformator sind aus der Wickelvorschrift zu entnehmen. Sollte man sich entschließen, diesen Trafo selbst zu wickeln, so ist allergrößte Sorgfalt notwendig. Vor der eigenen Anfertigung sei ausdrücklich gewarnt, wenn man keine größeren Erfahrungen auf diesem Gebiete besitzt. Zweckmäßigerweise überläßt man diese Arbeit dann einer bekannten Spezialfirma.

Als Katodenstrahlröhre ist die Type LB 1 vorgesehen. Sie schreibt einen besonders kleinen Leuchtfleck, der für die

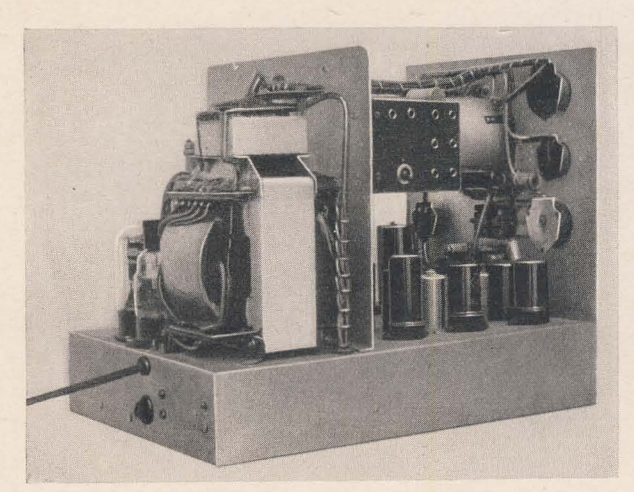


Bild 4: Aufbau des Netzteiles hinter der Trennwand und Anordnung der Röhren für den Meßverstärker ←

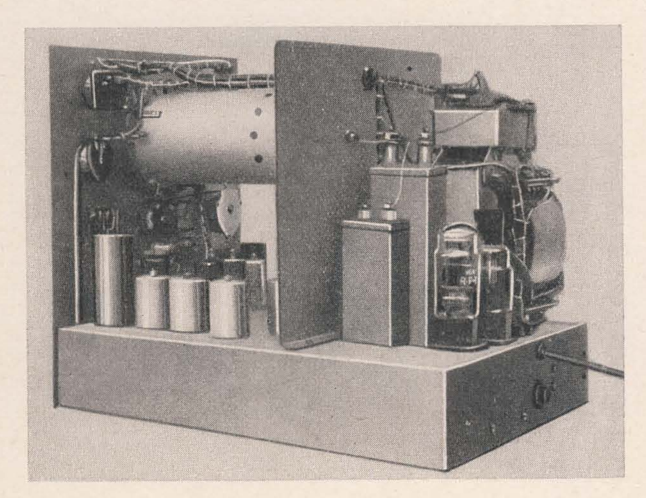


Bild 5: Die rechte Seitenansicht läßt deutlich das Abschirmblech der Röhre LB 1 erkennen →

Zeichnung eines sehr scharfen Bildes bestimmend ist. Die Gleichrichtung der Hochspannung besorgt die Röhre RFG 5. Wie bei Oszillografen üblich, liegt der Pluspol der Hochspannung an Masse. Die Kondensatoren C_{49} und C_{50} mit je 3 kV Betriebsspannung sind als Lade- und Siebkondensatoren eingesetzt. Die Spannungen für die einzelnen Elektroden der Katodenstrahlröhre werden dem Spannungsteiler R_{38}, P_5, R_{41}, P_6, R_{42}, R_{44} entnommen.

Bei der Verdrahtung ist darauf zu achten, daß die Widerstände genügend fest und spannungssicher gegen Masse in die Schaltung eingelötet werden. Am sichersten erweist sich dabei die Verwendung von Keramikstützpunkten. Ferner ist besonders auf die Isolation aller Hochspannung führenden Verbindungen zu achten. Das oben Gesagte gilt auch für die Heizung der Katodenstrahlröhre, da diese ebenfalls auf hohem Potential liegt.

Für den Meßverstärker und das Kippgerät liefert die EZ 12 alle erforderlichen Gleichspannungen, die durch Siebglieder ausreichend geglättet werden. Für die Kondensatoren C_{47} und C_{48} sind Blockkondensatoren zu verwenden, da hier zum Teil Spannungen von über 500 V vorkommen und Elkos für höhere Spannungen als 500 V nicht greifbar sind. Die Induktivität der Drossel Dr 2 soll etwa 15···20 H betragen.

Besondere Messungen erfordern ein Verschieben des Leuchtfleckes. Dies ist durch P_7 in vertikaler und durch P_8 in horizontaler Richtung möglich.

Um Störausstrahlungen des Kippgenerators in das Netz zu unterdrücken, ist eine Filterkette vorgesehen. Hierfür kann vorteilhaft eine handelsübliche Ausführung, wie sie für Rundfunkzwecke erhältlich ist, verwendet werden.

2. Kippgerät

Für die Erzeugung einer zeitlinearen Ablenkspannung wird im allgemeinen eine Gastriode (Thyratron) eingesetzt. Im vorliegenden Gerät wurde jedoch eine Schaltung mit Hochvakuumelektronenröhren gewählt. Hierdurch entfällt die schwierige Beschaffung von Gastrioden, außerdem wird keine besondere Heizwicklung benötigt.

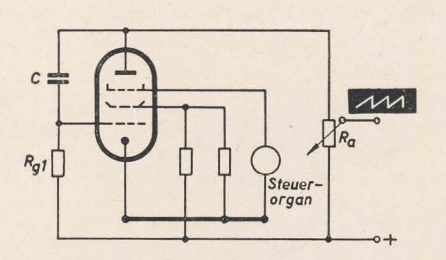


Bild 6: Prinzipschaltung des „Miller-Integrators"

Die Verwendung des als „Miller-Integrator" arbeitenden Kippgerätes [1] ermöglichte es, Kippfrequenzen bis zu 125 kHz zu erzeugen. Die eigentliche Kippschwingungserzeugung geht in der Röhre 5 (6 AC 7) vor sich, während die zweite Stufe nur zur Erzeugung der symmetrischen Ablenkspannung dient.

Zusammenstellung der Chassisteile

Teil	Benennung	Stück	Material	Maße mm
1	Chassis	1	1,5 mm Eisenblech	526 × 406
2	Frontplatte	1	1,5 mm Eisenblech	320 × 270
3	kleine Zwischenwand	1	1,5 mm Eisenblech	222 × 70
4	große Zwischenwand	1	1,5 mm Eisenblech	255 × 247
5	Buchsenplatte	1	5 mm Pertinax	80 × 70
6	kleine Befestigungsbolzen	2	8 ∅ Alurohr	15 × 8 ∅
7	große Befestigungsbolzen	2	8 ∅ Alurohr	80 × 8 ∅
8	Montagebrettchen für Dr. 1	1	3 mm Pertinax	35 × 25

Auf die Wirkungsweise des „Miller-Integrators" soll an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden; es würde den Rahmen einer Bauanleitung bei weitem überschreiten. Hier sei nur so viel gesagt, daß die Kippfrequenz wesentlich von der Zeitkonstante R_{g1}, C abhängt (vgl. Bild 6).

Wie allgemein üblich, wird die Frequenzgrobregelung durch Verändern der Kapazität C durchgeführt, während man mit R_{g1} die Frequenz fein regelt. Das Verfahren beruht auf einer Spannungsumladung zwischen Gitter und Anode. Dabei wird der Beginn der Umladung durch eine selbsttätige Steuereinrichtung zwischen G 2 und G 3 der Röhre ausgelöst.

Die Schaltung arbeitet, sofern einwandfreie Bauelemente verwendet werden, im allgemeinen auf Anhieb, so daß keine besonderen Schwierigkeiten entstehen. Für C_{18} bis C_{24} und C_{29} bis C_{35} sind möglichst Sikatropkondensatoren zu verwenden. Auf eine Regelung der Kippamplitude wurde verzichtet, da Anfang und Ende der Kippamplitude auf dem Schirm noch sichtbar sind. Der Schirm der LB 1 wird in der Waagerechten zu etwa 80% ausgeschrieben.

Die Kippfrequenz ist in sieben Stufen grob und durch P_2 fein regelbar, und es ergeben sich folgende Bereiche:

Stufe	C_{18} bis C_{24}	C_{29} bis C_{35}	Frequenz
1	75 nF	1 µF	8 bis 33 Hz
2	20 nF	0,25 µF	33 bis 130 Hz
3	5 nF	50 nF	84 bis 360 Hz
4	1,5 nF	20 nF	355 bis 1590 Hz
5	400 pF	5 nF	1480 bis 6180 Hz
6	100 pF	1,5 nF	5,6 bis 24,0 kHz
7	24 pF	500 pF	23,8 bis 125 kHz

Bei der letzten Grobstufe wirkt sich die hohe Schaltkapazität infolge der Umschaltbarkeit des Kippgerätes aus, so daß die Kippamplitude bei den höchsten Kippfrequenzen etwas absinkt.

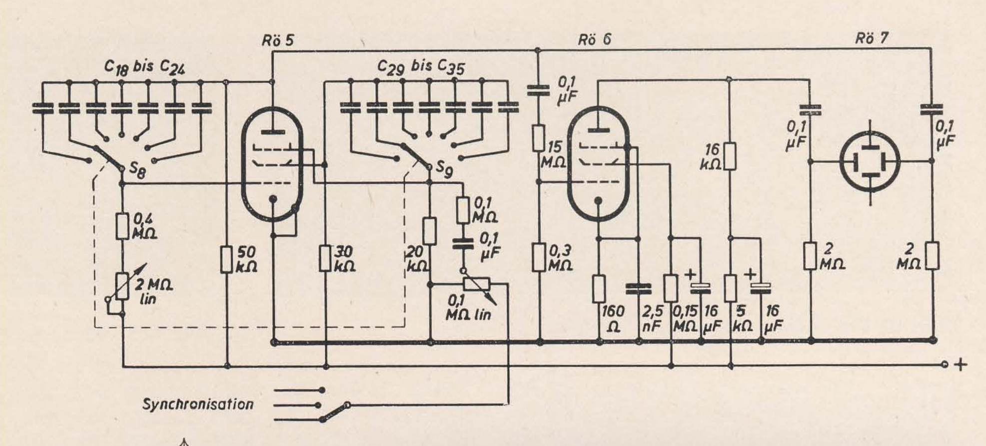


Bild 7: Schaltung des Kippgerätes zur Erzeugung einer zeitlinearen Ablenkspannung

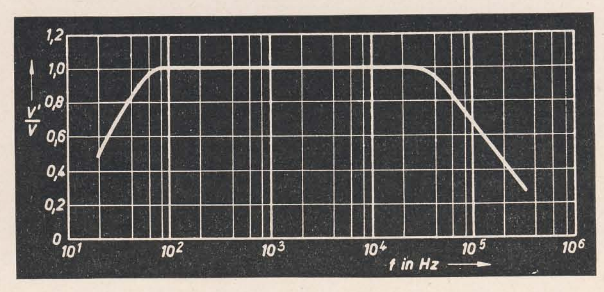


Bild 8: Frequenzgang des Horizontalverstärkers →

Kippspannungsausgang

Soll beim Abgleichen von ZF-Filtern die Durchlaßkurve mit Hilfe eines Oszillografen sichtbar gemacht werden, so benötigt man einen Wobbler, der praktischerweise die Kippfrequenz aus dem Oszillografen erhält.

Für solche Zwecke wird die Kippspannung an der Anode der Phasenwenderöhre des Kippgerätes abgenommen und über C_{16} an die Buchse 4 geführt.

Umschaltung des Kippgerätes als Verstärker

Zur Durchführung von Frequenzvergleichen mit Lissajousfiguren wird das Kippgerät durch die Schalter S_2 bis S_7 als Verstärker umgeschaltet. Diese Schalter sind miteinander gekuppelte Teilschalter eines achtteiligen Kreisschalters mit zwei Schaltebenen (vgl. Bild 9).

Wenn auch die Umschaltung naturgemäß größere Schaltkapazitäten verursacht, so wurde doch versucht, die Einzelteile so anzuordnen, daß für den Kippgenerator die minimalste Schaltkapazität entsteht. Dies ist nur möglich auf Kosten des Verstärkers für die horizontale Ablenkung, der damit nur den Frequenzbereich von etwa 30 Hz bis 100 kHz umfaßt. Da die meisten Frequenzmessungen wohl im Tonfrequenzgebiet vorkommen, dürfte der Frequenzgang ausreichend sein.

Der Übersicht halber sind die Schaltbilder des Horizontalverstärkers und des Kippgerätes in den Bildern 10 und 7 nochmals einzeln dargestellt.

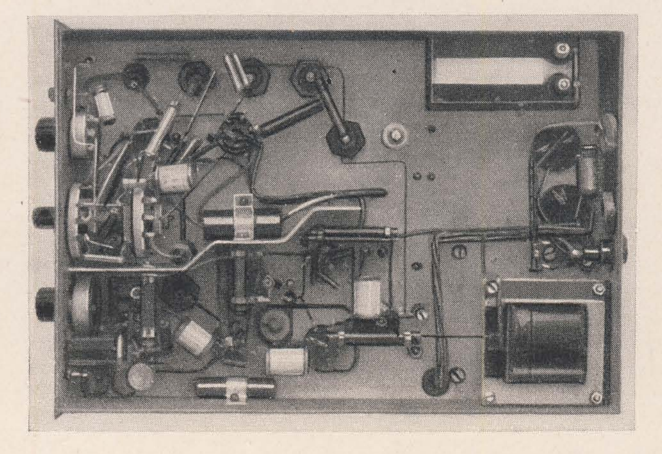
Die Eingangsspannung für die horizontale Verstärkung wird an Buchse 3 gegeben und durch P_3 geregelt.

3. Meßverstärker

Infolge der notwendigen Verstärkungsregelung bereitet der Aufbau des Meßverstärkers besondere Schwierigkeiten. Die bei NF-Verstärkern übliche Regelung im Gitterkreis der Eingangsstufe ist für Breitbandverstärker, die auch bei sehr hohen Frequenzen einwandfrei arbeiten sollen, nicht brauchbar, es sei denn, man führt den Regler sehr niederohmig aus (einige kΩ). Für Messungen an hochohmigen Bauelementen ist jedoch auch ein hochohmiger Eingang erforderlich.

Bei einem Eingangspotentiometer sind unbedingt die Schalt- und Röhrenkapazitäten im Gitterkreis zu berücksichtigen (vgl. Bilder 13 und 14).

Durch die Parallelschaltung der Kapazität C ist zum Beispiel bei einer Frequenz von 1 MHz und P = 100 kΩ die Span-



← Bild 9: Chassisansicht von unten

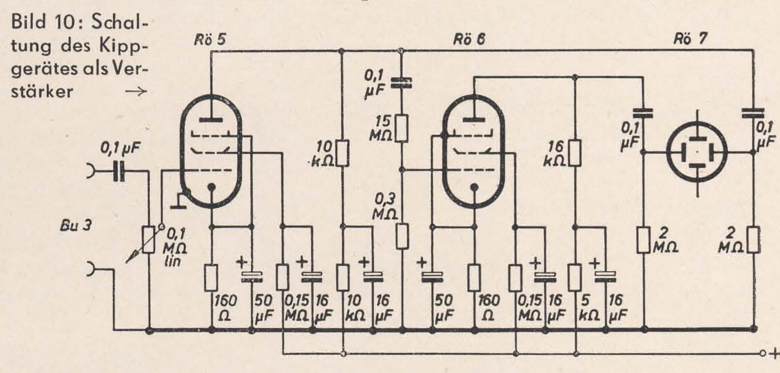


Bild 10: Schaltung des Kippgerätes als Verstärker →

Synchronisation

Zum Synchronisieren wird ein Teil der Wechselspannung vom Meßverstärker auf das Gitter 3 der Röhre 5 gegeben. Durch P_4 kann das Maß der Synchronisation beliebig eingestellt und mit dem Schalter S_{10} die Synchronisationsart gewählt werden. Es ist möglich, das Kippgerät mit der Wechselspannung des Meßverstärkers, mit 50 Hz Wechselspannung oder mit einer Fremdspannung zu synchronisieren.

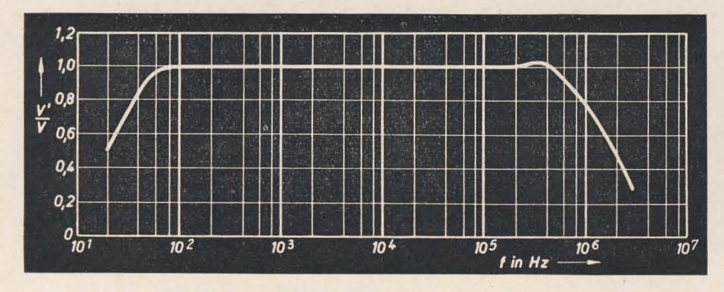


Bild 11: Frequenzgang des Meßverstärkers

Bild 12: Frequenzgang bei Hellsteuerung

nung U_2 um etwa 65% kleiner als der Potentiometerteilung entsprechen würde. Feste Spannungsteiler kann man zwar mit einem zweiten Kondensator kompen-

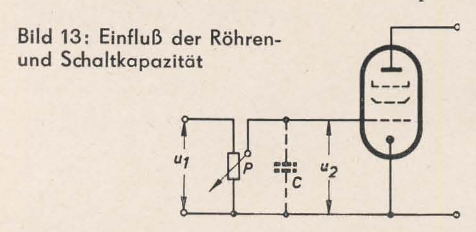


Bild 13: Einfluß der Röhren- und Schaltkapazität

sieren, jedoch ist die Ausführung derartiger, manchmal mehrstufiger Teiler recht kompliziert.

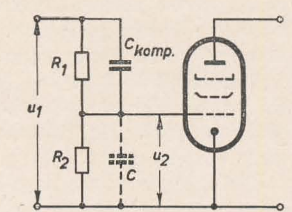


Bild 14: Kompensation des Kapazitätseinflusses

Einen idealen Eingangswiderstand liefert der Katodenverstärker, der durch den niederohmigen Ausgang eine kontinuierliche Verstärkungsregelung ermöglicht. Die Wirkungsweise des Katodenverstärkers ist schon des öfteren in der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK behandelt worden [2] [3], so daß an dieser Stelle darauf verzichtet werden kann. Erwähnt sei nur noch, daß sich der wirksame Wechselstromeingangswiderstand nach

$$R_e = R_g \cdot \frac{1}{1 - v} \qquad (1)$$

bei einem Verstärkungsfaktor $v = 0{,}93$ auf etwa 8,5 MΩ erhöht.

Die Eingangsstufe des Oszillografenmeßverstärkers wurde darum zweckmäßig als Katodenverstärker geschaltet. Da ein solch hochohmiger Eingang naturgemäß recht brummempfindlich ist, war die Verwendung einer HF-Buchse erforderlich, an die Spannungen von 50 mV bis zu 50 V gelegt werden können. Schalter S_1 schließt sich beim Einführen eines Steckers in Buchse 2 (Schaltbuchse) selbsttätig, so daß an Buchse 2 bis zu 500 V angeschaltet werden können. Durch den vorgeschalteten Spannungsteiler R_1, R_2 gelangt die Wechselspannung über C_1 an das Steuergitter der Röhre 1. Der Ausgang dieser Stufe ist niederohmig genug, um eine stetige Verstärkungsregelung ohne Einfluß der schädlichen Kapazitäten der folgenden Stufe zuzulassen. An P_1 wird die Wechselspannung für die nächste Stufe abgegriffen.

Die folgenden drei Stufen sind so dimensioniert, daß eine obere Grenzfrequenz von 1,2 MHz gewährleistet ist. Die Induktivität der Resonanzdrossel Dr 1 im Anodenkreis der Röhre 2 beträgt etwa 0,43 mH, die 130 Wdg. 0,25 ∅ CuL auf einer Voigt-4-Kammerspule erfordern. Auf einem Montagebrettchen (Teil 8) wird die Drossel befestigt und unter dem Chassis angeschraubt.

Röhre 3 und Röhre 4 arbeiten als Endverstärker bzw. Phasenwender, da die verwendete Katodenstrahlröhre LB 1 eine symmetrische Ablenkspannung benötigt. Beide Stufen sind stromgegengekoppelt und erhalten ihre Schirmgitterspannungen über den gemeinsamen Widerstand R_{14}. Durch die Gegenkopplung wird die obere Grenzfrequenz dieser Stufen weiter heraufgesetzt, so daß im Anodenkreis keine Resonanzdrosseln erforderlich sind. Es ist jedoch zu beachten, daß R_{16} des Spannungsteilers R_{16}, R_{17} durch ein kleines C (etwa 0,5 pF) zu überbrücken ist, da sich sonst die Schaltkapazität am Gitter der Röhre 4 zu sehr auswirkt und die Steuerspannung bei hohen Frequenzen zu stark abfällt.

Für die Anodenwiderstände der Röhren 1 bis 6 sind Hochlastwiderstände von mindestens 5 W einzusetzen. Im Mustergerät wurden Drahtwiderstände (Rosenthal) verwendet, deren Induktivität noch vernachlässigt werden kann.

4. Direkte Steuerung der Katodenstrahlröhre

Zur direkten Steuerung der Katodenstrahlröhre an den Meßplatten ist die Buchse 7 vorgesehen. Da die LB 1 symmetrische Ablenkung erfordert, ist auch hier eine symmetrische Spannung anzulegen. Es ist natürlich auch möglich, eine unsymmetrische Spannung an die Buchse zu geben, allerdings entsteht dann ein Trapezfehler. Mit einer Spannung von 100 V_{eff} steuert man den Schirm aus.

Hellsteuerung

Für komplizierte Messungen oder zum Frequenzvergleich ist mitunter eine dritte Steuermöglichkeit erforderlich, wozu die Hellsteuerung der Katodenstrahlröhre am Wehneltzylinder eine Möglichkeit bietet. An Buchse 6 wird die Steuerspannung angelegt, die über den Hochspannungskondensator C_{15} an den Wehneltzylinder gelangt. Die Hellsteuerung ist bis 1,5 MHz mit mindestens 1,5 V_{eff} möglich. Genauere Werte sind aus der Kurve Bild 12 zu entnehmen.

Einmessen des Oszillografen

Ist die Montage der Einzelteile und die Verdrahtung beendet, kontrollieren wir, ob sämtliche Wechselspannungen zur Verfügung stehen.

Es sei jedoch darauf hingewiesen, die Messungen mit größter Vorsicht durchzuführen, da zum Teil Hochspannungen bis zu 2 kV vorhanden sind.

Hat man alle Wechselspannungen in der vorgeschriebenen Größe gemessen, so werden die Hochspannungsgleichrichterröhre RFG 5 und die Katodenstrahlröhre LB 1 eingesetzt sowie die Potentiometer P_7 und P_8 vom Hochspannungsteiler abgelötet und an Masse gelegt. Nach dem Einschalten des Gerätes muß auf dem Leuchtschirm der Katodenstrahlröhre ein Leuchtfleck entstehen, der durch P_5 und P_6 in seinen Eigenschaften geändert werden kann.

Nachdem mit P_7 und P_8 wieder die ursprüngliche Schaltung hergestellt worden ist, kann der Oszillograf mit den restlichen Röhren bestückt werden. Zunächst sind die Spannungen und Ströme an den Röhren zu kontrollieren. An den Kondensatoren C_{45} und C_{46} ist eine Spannung von etwa 470 V erforderlich, die unter Umständen durch Verändern der Widerstände R_{35} bzw. R_{36} genau eingestellt werden muß. Auf keinen Fall darf die Spannung 500 V übersteigen, da sonst die Elkos gefährdet sind.

Jetzt muß auch das Kippgerät arbeiten. Mit Hilfe eines zweiten Oszillografen regelt man die Kippamplituden an den Anoden der Röhren 5 und 6 auf gleiche Größe, um ein einwandfreies Arbeiten des Kippgerätes zu gewährleisten. Hierzu kann eine Veränderung des Widerstandes R_{29} bzw. der Gittervorspannung der Röhre 6 notwendig sein. Mit einem NF- bzw. HF-Generator kontrolliert man noch durch Frequenzvergleich, ob der Frequenzbereich von etwa 10 Hz bis 125 kHz lückenlos überstrichen wird. Ist dies nicht der Fall, so sind die Kondensatoren C_{18} bis C_{24} und C_{29} bis C_{35} auf ihre Kapazitätswerte zu kontrollieren. Zur Kontrolle des Meßverstärkers benötigt man noch ein Röhrenvoltmeter, mit dessen Hilfe man den Frequenzgang des Meßverstärkers feststellt, und, falls notwendig, die Resonanzdrossel Dr 1 nachgleicht. Die benötigte Induktivität ist weitgehend von den Schalt- und Röhrenkapazitäten abhängig. Der angegebene Wert von 0,43 mH stellt einen guten Mittelwert dar. Sollte sich ein anderer Induktivitätswert als notwendig erweisen, so berechne man L nach

$$L = 0{,}5 \cdot C_S \cdot R_a^2 \qquad (2)$$

L in H, C in F, R in Ω.

Darin ist C_S die gesamte auftretende Kapazität zwischen Röhre 2 und Röhre 3. Bei den Röhren 3 und 4 ist zu beachten, daß die Gitter und Anoden beider Röhren auch bei den höheren Frequenzen die gleiche Wechselspannung erhalten. Der richtige Wert für den bereits erwähnten Kondensator parallel zu R_{16} muß ausprobiert bzw. der Drahttrimmer abgeglichen werden. Zuvor ist aber der Spannungsteiler R_{16}, R_{17} mit einer NF-Spannung so abzugleichen, daß an den Gittern die gleiche Spannung liegt.

Da die beiden letzten Stufen des Meßverstärkers gegengekoppelt sind, werden sich hier hinsichtlich des Frequenzganges kaum Schwierigkeiten ergeben.

Der Abgleich von C_2 am 500-V-Eingang des Meßverstärkers ist in ähnlicher Weise vorzunehmen wie bei C_{14}. An Buchse 2 werden etwa 50 V NF-Spannung 100 Hz gelegt und das Teilerverhältnis 10 : 1 kontrolliert. Bei höheren Frequenzen (etwa 100 bis 200 kHz) kontrolliert man, ebenfalls durch Messen der Ausgangsspannung des Katodenverstärkers, ob die Spannung nicht abfällt. C_2 ist so nachzustellen, daß sich die Spannung auch bei höheren Frequenzen nicht verändert. Bei allen Messungen ist die Eingangsspannung an Buchse 2 mit einem Röhrenvoltmeter zu kontrollieren und auf konstante Spannung zu regeln.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß zwischen dem Ausschnitt in der Frontplatte und der Katodenstrahlröhre genügend Platz vorhanden ist, um eine Blende einzuschieben, die Fremdlicht bzw. Lichtreflexionen vom Leuchtschirm fernhält.

Wickelvorschrift für den Hochspannungstrafo Tr 2

Kern: M 74 (Dynamoblech III)

Wicklung	Anschlußklemme	Windungen	Ø mm	Spannung V	Isolation
Primär I	1—2	1320	0,2 CuL	220	je Wickellage 1 × 0,1 LP
					8 × 0,1 LP
Sekundär II	4—6	8600	0,07 CuL	1400	je Wickellage 2 × 0,1 LP
					8 × 0,1 LP
Sekundär III	8—9	80	0,37 CuL	12,6	
					8 × 0,1 LP
Sekundär IV	12—13	40	0,32 CuL	6,3	
					1 × 0,1 LP

Stückliste für die elektrischen Teile

Teil	Benennung	Stück	Größe	Bemerkung
Rö 1	Röhre 6 AC 7	1		Rö 1 bis Rö 6 mit Fassung
Rö 2	Röhre 6 AC 7	1		
Rö 3	Röhre 6 AG 7	1		
Rö 4	Röhre 6 AG 7	1		
Rö 5	Röhre 6 AC 7	1		
Rö 6	Röhre 6 AC 7	1		
Rö 7	Katodenstrahlröhre LB 1	1		mit Fassung und Abschirmung
Rö 8	Röhre RFG 5	1		mit Fassung
Rö 9	Röhre EZ 12	1		mit Fassung
C_1	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_2	Drahttrimmer	1		abgleichen
C_3	Elektrolytkondensator	1	50 µF, 12/15 V	Klasse 3
C_4	Elektrolytkondensator	1	32 µF, 500/550 V	Klasse 1
C_5	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_6	Elektrolytkondensator	1	50 µF, 12/15 V	Klasse 1
C_7	Elektrolytkondensator	1	16 µF, 350/380 V	Klasse 1
C_8	Elektrolytkondensator	1	25 µF, 500/550 V	Klasse 1
C_9	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_{10}	Elektrolytkondensator	1	32 µF, 350/380 V	Klasse 1
C_{11}	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_{12}	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_{13}	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_{14}	Trimmer	1	etwa 0,5 pF	abgleichen
C_{15}	Kondensator	1	20 nF, 3/6 kV	
C_{16}	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_{17}	Sikatropkondensator	1	50 nF, 500/1500 V	
C_{18}	Sikatropkondensator	1	75 nF, 500/1500 V	
C_{19}	Sikatropkondensator	1	20 nF, 500/1500 V	
C_{20}	Sikatropkondensator	1	5 nF, 500/1500 V	
C_{21}	Sikatropkondensator	1	1,5 nF, 500/1500 V	
C_{22}	Keramikkondensator	1	400 pF	
C_{23}	Keramikkondensator	1	100 pF	
C_{24}	Keramikkondensator	1	24 pF	
C_{25}	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_{26}	Elektrolytkondensator	1	50 µF, 12/15 V	Klasse 3
C_{27}	Elektrolytkondensator	1	16 µF, 500/550 V	Klasse 1
C_{28}	Elektrolytkondensator	1	16 µF, 500/550 V	Klasse 1
C_{29}	Elektrolytkondensator	1	1 µF, 500 V	Klasse 1
C_{30}	Rollkondensator	1	0,25 µF, 500/1500 V	Klasse 3
C_{31}	Sikatropkondensator	1	50 nF, 500/1500 V	
C_{32}	Sikatropkondensator	1	20 nF, 500/1500 V	
C_{33}	Sikatropkondensator	1	5 nF, 500/1500 V	
C_{34}	Sikatropkondensator	1	1,5 nF, 500/1500 V	
C_{35}	Keramikkondensator	1	500 pF	
C_{36}	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_{37}	Sikatropkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	
C_{38}	Rollkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	Klasse 3
C_{39}	Rollkondensator	1	50 nF, 500/1500 V	Klasse 3
C_{40}	Elektrolytkondensator	1	16 µF, 500/550 V	Klasse 1
C_{41}	Rollkondensator	1	0,1 µF, 500/1500 V	Klasse 3
C_{42}	Elektrolytkondensator	1	50 µF, 12/15 V	Klasse 3
C_{43}	Sikatropkondensator	1	2,5 nF, 110/330 V	
C_{44}	Elektrolytkondensator	1	16 µF, 500/550 V	Klasse 1
C_{45}	Elektrolytkondensator	1	25 µF, 500/550 V	Klasse 1
C_{46}	Elektrolytkondensator	1	50 µF, 500/550 V	Klasse 1
C_{47}	Blockkondensator	1	8 µF, 750/1500 V	
C_{48}	Blockkondensator	1	8 µF, 750/1500 V	
C_{49}	Kondensator	1	0,1 µF, 3/6 kV	
C_{50}	Kondensator	1	0,5 µF, 3/6 kV	
C_{51}	Rollkondensator	1	20 nF, 500/1500 V	
C_{52}	Rollkondensator	1	50 nF, 500/1500 V	
R_1	Massewiderstand	1	1 MΩ, 0,25 W	
R_2	Massewiderstand	1	100 kΩ, 0,25 W	
R_3	Massewiderstand	1	600 kΩ, 0,25 W	
R_4	Massewiderstand	1	160 Ω, 0,25 W	
R_5	Massewiderstand	1	200 Ω, 0,25 W	
R_6	Drahtwiderstand	1	15 kΩ, 5 W	
R_7	Massewiderstand	1	1 MΩ, 0,25 W	
R_8	Massewiderstand	1	160 Ω, 0,25 W	
R_9	Massewiderstand	1	150 kΩ, 3 W	
R_{10}	Drahtwiderstand	1	5 kΩ, 5 W	
R_{11}	Drahtwiderstand	1	10 kΩ, 5 W	
R_{12}	Massewiderstand	1	1 MΩ, 0,25 W	
R_{13}	Massewiderstand	1	100 Ω, 0,5 W	
R_{14}	Drahtwiderstand	1	25 kΩ, 10 W	
R_{15}	Drahtwiderstand	1	5 kΩ, 10 W	
R_{16}	Massewiderstand	1	820 kΩ, 0,5 W	
R_{17}	Massewiderstand	1	80 kΩ, 0,25 W	
R_{18}	Massewiderstand	1	100 Ω, 0,5 W	
R_{19}	Drahtwiderstand	1	5 kΩ, 10 W	
R_{20}	Massewiderstand	1	400 kΩ, 0,25 W	
R_{21}	Massewiderstand	1	160 Ω, 0,25 W	
R_{22}	Massewiderstand	1	50 kΩ, 2 W	
R_{23}	Massewiderstand	1	10 kΩ, 4 W	
R_{24}	Massewiderstand	1	10 kΩ, 4 W	
R_{25}	Massewiderstand	1	150 kΩ, 2 W	
R_{26}	Massewiderstand	1	30 kΩ, 1 W	
R_{27}	Massewiderstand	1	20 kΩ, 0,5 W	
R_{28}	Massewiderstand	1	100 kΩ, 0,25 W	
R_{29}	Massewiderstand	1	15 MΩ, 0,5 W	
R_{30}	Massewiderstand	1	300 kΩ, 0,25 W	
R_{31}	Massewiderstand	1	160 Ω, 0,25 W	
R_{32}	Massewiderstand	1	16 kΩ, 4 W	
R_{33}	Massewiderstand	1	5 kΩ, 2 W	
R_{34}	Massewiderstand	1	150 kΩ, 2 W	

Teil	Benennung	Stück	Größe	Bemerkung
R_{35}	Drahtwiderstand	1	2 kΩ, 15 W	
R_{36}	Drahtwiderstand	1	1 kΩ, 15 W	
R_{37}	Massewiderstand	1	500 kΩ, 1 W	
R_{38}	Massewiderstand	1	100 kΩ, 2 W	
R_{39}	Massewiderstand	1	20 kΩ, 0,5 W	
R_{40}	Massewiderstand	1	100 kΩ, 0,5 W	
R_{41}	Massewiderstand	1	20 kΩ, 0,5 W	
R_{42}	Massewiderstand	1	200 kΩ, 0,5 W	
R_{43}	Massewiderstand	1	400 kΩ, 1 W	
R_{44}	Massewiderstand	1	200 kΩ, 0,5 W	
R_{45}	Massewiderstand	1	2 MΩ, 0,25 W	
R_{46}	Massewiderstand	1	2 MΩ, 0,25 W	
R_{47}	Massewiderstand	1	2 MΩ, 0,25 W	
R_{48}	Massewiderstand	1	2 MΩ, 0,25 W	
P_1	Potentiometer	1	5 kΩ, lin., 0,8 W	
P_2	Potentiometer	1	2 MΩ, lin., 0,4 W	
P_3	Potentiometer	1	100 kΩ, lin., 0,4 W	
P_4	Potentiometer	1	100 kΩ, lin., 0,4 W	
P_5	Potentiometer	1	30 kΩ, lin., 0,8 W	
P_6	Potentiometer	1	100 kΩ, lin., 0,8 W	kombiniert mit Netzschalter
P_7	Potentiometer	1	1 MΩ, lin., 0,8 W	
P_8	Potentiometer	1	1 MΩ, lin., 0,8 W	
Dr 1	Drossel	1	0,43 mH	HF-Eisenkern

Teil	Benennung	Stück	Größe	Bemerkung
Dr 2	Siebdrossel	1	10 H, 125 mA	M 85, Dynamoblech III
Tr 1	Netztransformator	1	siehe Text	
Tr 2	Hochspannungsnetztransformator	1	siehe Wickelvorschrift	
S_1	Schalter	1		
S_2 bis S_7	Kreisschalter	1	2 × 8 Kontakte, 2 Ebenen	
S_8 bis S_9	Stufenschalter	1	2 × 7 Stufen	
S_{10}	Stufenschalter	1	3 Stufen kombiniert mit P_6	
S_{11}	Netzschalter	1		
Bu 1	HF-Buchse	1		
Bu 2	Schaltbuchse	1		
Bu 3 bis Bu 7	Telefonbuchsen	10		isoliert
Si 1	Sicherungselement	1	1 A	
	Netzschnur	1	etwa 1m	
	Zeigerknöpfe	3		
	Bedienungsknöpfe	8		
	Chassisteile	10		nach Skizzen
	Diverses Kleinmaterial wie Schrauben, Stützpunkte usw.			

WERNER TAEGER

Wissenswertes über den Ultraschall

Der Hörschall umfaßt den Frequenzbereich 16 bis 20000 Hz. Den Bereich unter 16 Hz bezeichnet man mit Infraschall, den über 20000 Hz als Ultraschall. Besonders in dem letzteren Bereich ergibt sich eine Fülle physikalisch interessanter Erscheinungen und technischer Anwendungsmöglichkeiten, so daß es durchaus lohnt, sich etwas näher mit dem Ultraschall zu befassen. In der Medizin konnten besondere Erfolge bei der Behandlung bestimmter Krankheitserscheinungen mit Ultraschall erzielt werden, zum Beispiel bei Neuralgien, Ischias usw. Die hierbei verwendeten Frequenzen liegen bei etwa 150 kHz.

In der chemischen Industrie wird der Ultraschall zur Beschleunigung von Reaktionen verwendet; Glaubersalz (Natriumsulfat Na_2SO_4) löst sich im Ultraschallfeld wesentlich schneller als im Wasser allein. Spirituosen werden durch Behandlung mit Ultraschall künstlich gealtert und erhalten in einigen Sekunden eine Reife, die sie sonst erst nach Jahren aufweisen würden (durch Oxydation bilden sich höherwertige Alkohole). Flüssigkeiten und Schmelzen werden mit Ultraschall in kürzester Zeit vollständig entgast. Bei der Herstellung von Emulsionen und Dispersionen, also Feinverteilung von zwei nicht mischbaren Flüssigkeiten, zum Beispiel Öl und Wasser bzw. festen Stoffen in Flüssigkeiten (Holzkohle und Wasser), leistet der Ultraschall gute Dienste.

Bekannt ist die Anwendung von Ultraschallwellen als Hilfsmittel beim Reinigen von Wäsche; neuerdings benutzt man dazu auch wesentlich niedrigere Frequenzen, die im Gebiet des Hörschalls liegen. Die reinigende Wirkung wird dadurch erzielt, daß die Schwingungen einer Membran der Waschlauge mitgeteilt werden. Dadurch werden die Wäschestücke hin und her geschüttelt und die Schmutzteilchen aus der Wäsche herausgerissen, in der Lauge bleiben sie dann in der Schwebe.

Die beim Löten von Aluminium auftretenden Schwierigkeiten werden durch die sich immer wieder sehr schnell bildende Oxydhaut auf dem Werkstück verursacht. Diese Oxydhaut läßt sich durch Ultraschall zerreißen, so daß der Lötvorgang ermöglicht wird.

Bakterien und sonstige Kleinlebewesen werden im Ultraschallfeld abgetötet, diese Tatsache macht man sich in Anlagen zur Entkeimung von Abwässern zunutze.

Schließlich sei noch erwähnt, daß die zerstörungsfreie Untersuchung von Werkstoffen mit Ultraschallwellen möglich ist.

Ein einfacher, auch für Versuchszwecke geeigneter Ultraschallerzeuger besteht aus einer Autozündkerze, die über einen Hochspannungskondensator von etwa 0,25 μF periodisch gezündet wird. Der Kondensator wird über einen Widerstand von 1 bis 2 MΩ an eine Spannung von 6000 V gelegt. Man erhält dann zwei bis vier kurze Ultraschallwellenimpulse je Sekunde mit einer Frequenz von etwa 50 kHz. Ordnet man die Funkenstrecke im Brennpunkt eines Parabolspiegels an, so sendet der Ultraschallerzeuger gerichtete Ultraschallwellen aus, die man mit Hilfe eines zweiten Parabolspiegels, in dessen Brennpunkt ein schwingfähiger Kristall (zum Beispiel Rochellesalz) angebracht ist, wieder empfangen kann.

Eine der wesentlichsten physikalischen Eigenschaften der Ultraschallwellen ist ihre Richtwirkung. Wird die abstrahlende Fläche groß gegen die Wellenlänge, so läßt sich eine gute Bündelung der Schallwellen erreichen. Da die Wellenlänge $\lambda = v/f$ ist (v = Schallgeschwindigkeit), so ergibt sich beispielsweise für Luft mit $v = 340$ m/s für einen Ton von 20 Hz eine Wellenlänge von 17 m, für 20000 Hz dagegen nur noch eine von 17 mm und im Bereich der Ultraschallfrequenzen für $f = 200$ kHz eine Wellenlänge von 1,7 mm. In Flüssigkeiten sind die Schallgeschwindigkeiten wesentlich größer, zum Beispiel ist für Xylol $v = 600$ m/s, für Wasser sogar $v = 1440$ m/s. Damit wachsen auch entsprechend die Wellenlängen an, bei einer Frequenz von 200 kHz ist im Wasser $\lambda = 7{,}2$ mm. Noch größer ist die Schallgeschwindigkeit in Metallen, erwähnt sei die in Eisen, bei dem $v = 5100$ m/s beträgt.

Bei hohen Schallfrequenzen ist es leicht, eine kleine Wellenlänge gegenüber der flächenhaften Ausdehnung des Strahlers zu erreichen. Die Bündelung der Schallenergie wird um so größer, je kleiner die Wellenlänge im Verhältnis zur strahlenden Fläche ist. Für $\lambda = \frac{1}{2}$ L bzw. $L = 2\lambda$ erhält man bereits eine sehr ausgeprägte Richtwirkung mit vier kleinen Nebenkeulen. Durch einen hinter dem Strahler angebrachten Reflektor läßt sich statt der zweiseitigen Ausstrahlung eine einseitige erreichen. Für die Ausbreitung der Ultraschallenergie gelten ähnliche Gesetze wie für elektromagnetische Wellen.

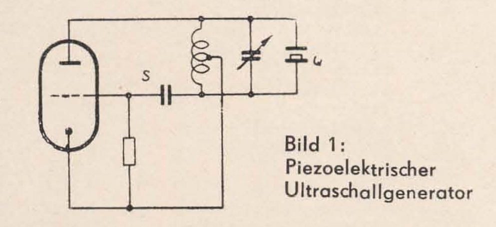


Bild 1: Piezoelektrischer Ultraschallgenerator

Neben der oben erwähnten Ultraschallerzeugung durch eine Zündkerze lassen sich noch geringe Schallenergien von einer Stimmgabel mit nur wenigen Millimeter langen Zinken (bis etwa 90 kHz) oder mit Bändchentelefonen (bis etwa 220 kHz) abstrahlen. Für die Praxis kommen aber nur drei Methoden zur Erzeugung von Ultraschallwellen

größerer Leistung in Betracht, und zwar mit dem piezoelektrischen, dem magnetostriktiven und neuerdings dem elektrostriktiven Schallgeber.

Im Bild 1 ist die Prinzipschaltung eines piezoelektrischen Ultraschallgenerators, bestehend aus einem Röhrensender S in Dreipunktschaltung und dem Quarz Q skizziert. Wegen der größeren Dämpfung befindet sich der Quarz in einem Flüssigkeitsbad (zum Beispiel in Öl), man vermeidet damit große Schwingungsamplituden, die unter Umständen zum Zerspringen des Quarzes führen. Das Hauptanwendungsgebiet für piezoelektrische Generatoren sind die hohen Frequenzbereiche, bei denen die Abmessungen des Quarzes klein sind und dieser daher verhältnismäßig billig ist. Für niedrige Frequenzen kann man zwischen zwei je 30 mm starke Stahlplatten ein Mosaik von Quarzstücken gleicher Dicke kitten; da die Schallgeschwindigkeit im Quarz und im Stahl angenähert gleich groß ist, schwingt das ganze System wie eine einheitliche Platte (Unterwasserschallsender für Echolotungen usw.).

Ein weiterer Vorteil des piezoelektrischen Generators ist die wegen der geringen dielektrischen Verluste kleine Wärmeentwicklung, so daß keine besondere Kühlung erforderlich ist. Nachteilig wirkt sich dagegen die zum Betrieb notwendige hohe Spannung aus (mehrere kV für 1 MHz bei einer abgestrahlten Leistung von etwa 4 W/cm²).

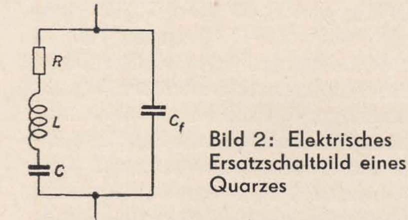


Bild 2: Elektrisches Ersatzschaltbild eines Quarzes

Einem schwingenden Quarzkristall kann nach Bild 2 ein elektrisches Ersatzschaltbild zugrunde gelegt werden, das sich aus der Reihenschaltung eines Widerstandes R, einer Induktivität L und einer Kapazität C zusammensetzt. Dieser Reihenschaltung liegt eine weitere Kapazität C_f parallel, die die Kapazität der Kristallfassung darstellt. Bedeuten b, d und l (jeweils in cm) die Breite, Dicke und Länge des Kristalls, so gilt für Längsschwingungen

$$\left.\begin{aligned} R &= \frac{325 \cdot d}{b \cdot l} \text{ in } \Omega \\ L &= \frac{131 \cdot l \cdot d}{b} \text{ in H} \\ C &= \frac{2{,}4 \cdot 10^{-15} \cdot b \cdot l}{d} \text{ in F} \\ C_f &= \frac{4{,}02 \cdot 10^{-13}\, b \cdot l}{d} \text{ in F.} \end{aligned}\right| \quad (1)$$

Der Scheinwiderstand des Quarzes ist

$$\mathfrak{R} = R + j \frac{1}{\omega C} (\omega^2 \cdot LC - 1), \quad (2)$$

und die Resonanzfrequenz

$$f_0 = \frac{k}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ in Hz } (k = 1, 2, 3 \ldots). \quad (3)$$

Dabei ist k die Ordnungszahl der Schwingungen, da sich jeder Quarz außer in der Grundwelle noch in einer großen Zahl von Oberschwingungen erregen läßt.

Setzt man in (3) für L und C die Werte aus (1) ein, so erhält man für die Resonanzfrequenz

$$f_0 = \frac{k \cdot 10^7}{2\pi \sqrt{\frac{13{,}1\, d \cdot l}{b} \frac{2{,}4\, b \cdot l}{d}}} = 0{,}284 \frac{k}{l} \text{ in MHz}. \quad (4)$$

Entsprechend ist für Dickenschwingungen

$$f_0' = 0{,}284 \frac{k}{d} \text{ in MHz}. \quad (4a)$$

Für einen Quarz von 1 cm Länge ist zum Beispiel die Frequenz der Grundschwingung in der Längsrichtung

$$f_0 = 284 \text{ kHz}.$$

Die Dämpfung wird bestimmt durch

$$\delta = \frac{R}{2L} = \frac{1{,}24}{l^2} \quad (5)$$

und die Kreisgüte

$$\varrho = \frac{\omega L}{R} = 0{,}72 \cdot l \cdot 10^6. \quad (6)$$

Im obigen Beispiel ist demnach $\delta = 1{,}24$ und $\varrho = 0{,}72 \cdot 10^6 = 720\,000!$, eine derartig hohe Güte läßt sich mit Spulenanordnungen niemals erreichen (Verwendung von Quarzen in Filtern mit großer Flankensteilheit).

Bei der magnetostriktiven Ultraschallerzeugung nutzt man die Tatsache aus, daß ferromagnetische Materialien unter dem Einfluß eines Magnetfeldes Längenänderungen in der Richtung des magnetischen Feldes erfahren. Im Bild 3 ist das Prinzipschaltbild eines magnetostriktiven Ultraschallgenerators gezeigt, während Bild 4 einen Überblick über die relative Längenänderung von Stäben aus verschiedenen ferromagnetischen Stoffen gibt. Aus diesen Kurven ersieht man, daß die relative Längenänderung bei Nickel am größten, bei Eisen am kleinsten ist.

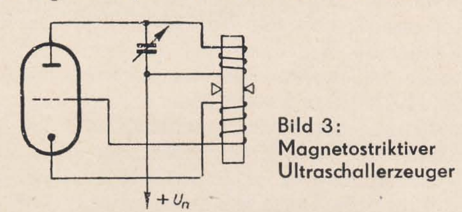


Bild 3: Magnetostriktiver Ultraschallerzeuger

Bedeutet E (kg/mm²) den Elastizitätsmodul, σ (g/mm³) die Dichte und l (cm) die Länge des Stabes, so gilt für dessen Eigenfrequenz

$$f_0 = \frac{k}{2l} \sqrt{\frac{981 \cdot 10^5\, E}{\sigma}} \text{ in Hz},$$

wobei wieder $k = 1, 2, 3 \ldots$ die Ordnungszahl der Oberschwingungen bedeutet. Für Nickel ist $E = 0{,}228 \cdot 10^5 \text{kg/cm}^2$, $\sigma = 8{,}6 \text{ g/cm}^3$ und damit

$$f_{Ni} = \frac{k}{2l} \sqrt{\frac{981}{8{,}6} \cdot 0{,}228 \cdot 10^{10}} = 255 \cdot \frac{k}{l} \text{ in kHz}. \quad (7a)$$

Die Grundschwingung eines 5 cm langen Nickelstabes liegt bei 51 kHz.

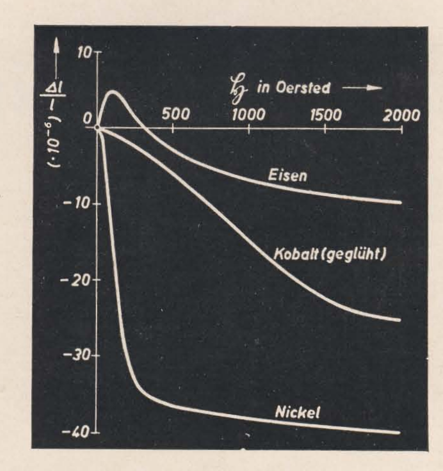


Bild 4: Relative Längenänderung von ferromagnetischen Stäben in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke

In praktisch ausgeführten Ultraschallgeneratoren verwendet man ähnlich wie im Transformatorenbau wegen der sonst übermäßig hohen Hystereseverluste keine massiven Stäbe, sondern aus dünnen, etwa 0,1 mm dicken Blechen aufgebaute Pakete. Diese Bleche (Bild 5) sind zur Aufnahme der Wicklungen geschlitzt, wodurch ein geschlossenes Magnetfeld entsteht.

Bild 5: Einzelblech eines magnetostriktiven Schwingers

Die elektrostriktive Ultraschallerzeugung hat vorerst nur geringe praktische Bedeutung, die technische Durchbildung dürfte aber nur eine Frage der Zeit sein. Man bezeichnet die Volumenänderung von gasförmigen, flüssigen und auch festen Körpern unter dem Einfluß von elektrischen Feldern als elektrostriktiven Effekt. Unter dem Einfluß dieser Felder werden die Moleküle polarisiert und dadurch die Molekularkräfte auf die Umgebung geändert. Hängt man in Xylol (Schallgeschwindigkeit v = 600 m/s) eine Glasplatte, auf die Drähte gespannt sind, und legt man an diese Drähte die erregende HF-Spannung an, so bilden sich in der Flüssigkeit stehende Ultraschallwellen, die sich bis zu einer Frequenz von 5 MHz ($\lambda = \frac{v}{f} = \frac{6 \cdot 10^5}{5 \cdot 10^6} = 0{,}12$ mm) erzeugen lassen.

Die Aufnahme von Ultraschallwellen ist mit Kondensator- und Kristallmikrofonen, die sich genügend klein ausbilden lassen, möglich. Der Nachweis von Ultraschall gelingt auch auf optischem Wege mit der Schlierenmethode oder durch Staubfiguren. Beim Benutzen des Ultraschalls als Nachrichtenmittel (getastet oder sprachmoduliert) verwendet man auf der Empfangsseite einen auf die Senderfrequenz abgestimmten Quarz, der im Gitterkreis einer Röhre liegt. Die verstärkte HF-Spannung wird gleichgerichtet und die NF für Kopfhörer- oder Lautsprecherempfang gegebenenfalls noch weiter verstärkt.

Erfahrungsaustausch

Standardsuper 65/52 GW „Sonneberg"

Bei diesem Gerät hat sich bisher nur ein typischer Fehler im Netzteil herausgestellt, und zwar das öftere Versagen des mit dem 1-MΩ-Potentiometer kombinierten Netzschalters, der nicht immer einwandfreien Kontakt gibt. Die Ursache beruht auf der Bildung einer Oxydhaut an einem Kontakt, hervorgerufen durch zu starke Erwärmung beim Löten. Man hat hier nicht die alte Erfahrung beachtet, daß an derartigen Schaltern nur dünne Drahtverbindungen möglich sind, die beim Löten keine hohe Wärmezufuhr erfordern, so daß es gar nicht erst zu einer Oxydbildung kommen kann. Im vorliegenden Fall aber ist eine Anschlußfahne des Schalters als Verbindung zweier Bauteile, nämlich des Heißleiters und des Gleichrichterschutzwiderstandes benutzt worden, was eine unzulässig hohe Wärmezufuhr beim Löten und damit eine Oxydation des Kontaktes zur Folge hatte. Zum Glück lassen sich die fehlerhaften Schalter meist mit gutem Erfolg durch eine Reinigung der Kontakte mit Azeton wieder betriebsfähig machen. Man sollte aber von vornherein das Auftreten dieses Fehlers vermeiden und an dieser Stelle eine günstigere Verdrahtung wählen.

Gleichzeitig wird vorgeschlagen, im Heizkreis dieses Allstromempfängers die Gleichrichterröhre UY 11 unmittelbar mit der UCH 11 zu verbinden und nicht erst die beiden Skalenlampen dazwischenzuschalten. Hierdurch würde eine unnötig hohe Spannungsbelastung der UY 11 vermieden werden, weil sich dann die zwischen dem Faden und der Schicht der Gleichrichterröhre auftretende Spannung um etwa 36 V_{eff}, entsprechend einem Scheitelwert von 50 V, verringert. Erfahrungsgemäß treten an dieser Stelle leicht Spannungsdurchschläge auf.

Bei Berücksichtigung der aufgezeigten Umstände und durch weitere gemeinsame Arbeit dürfte noch eine Verbesserung der Betriebssicherheit unserer Rundfunkempfänger möglich sein.

Walter Schuldt, Wismar

Kleinsuper 43/52 GW „Oberhof"

Dieses im Verhältnis zu seiner Leistung preisgünstige Gerät hat großen Anklang in allen Käuferkreisen gefunden. Seine gute Leistung beruht wohl nicht zuletzt auf einer kunstvoll, mit sparsamsten Mitteln aufgebauten Schaltung. So ist zum Beispiel für das Schirmgitter und die Oszillatoranode der Mischröhre nur ein gemeinsamer Widerstand von 20 kΩ vorgesehen. Auf den sonst üblichen Schutzwiderstand vor dem Steuer- bzw. Schirmgitter der Endtetrode zur Vermeidung von UKW-Störungen wurde ebenfalls verzichtet. In der Gitterleitung der Eingangstetrode UEL 51 wurde der Kopplungskondensator auf 0,1 μF vergrößert und dient damit gleichzeitig zur Siebung der Brummspannung in der Gitterleitung.

Das Aussetzen dieses Kondensators infolge eines Kontaktfehlers zwischen Anschlußdraht und Wickel führt leider bei manchen Geräten zu einer sehr unangenehmen Störung, die sich durch starkes Netzbrummen bemerkbar macht. Häufig tritt der Fehler nur kurzzeitig auf und erschwert dadurch ein schnelles Auffinden des schadhaften Bauteiles. Die Ursache solcher Störungen läßt sich am besten experimentell ermitteln, indem man jeweils einen verdächtigen Bauteil aus der Schaltung löst und gleichzeitig die dadurch auftretenden Störungen mit der ursprünglichen Erscheinung des Fehlers vergleicht. So verursacht auch das Aussetzen des 50-nF-Kondensators am Schirmgitter der Eingangstetrode ein stärkeres Brummen, das jedoch in einer höheren Tonlage liegt.

Hat man dann die Ursache der Störung einwandfrei ermittelt, so braucht nur noch der verdächtige Bauteil ausgewechselt zu werden, und der Kunde wird wieder Freude an seinem Gerät haben. Die Eigenart der Schaltung trägt auch wohl wesentlich dazu bei, daß sich gerade bei diesen Geräten die kleinsten Mängel an den einzelnen Bauteilen so unangenehm auswirken. Das betriebssichere Arbeiten dieser Empfänger erfordert daher eine besonders hohe Güte der Einzelteile.

Walter Schuldt, Wismar

Mitteilung des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen

Verschiedene Rückfragen über den Umfang der UKW-Versorgung in der DDR haben uns veranlaßt, an die Hauptverwaltung Funkwesen eine entsprechende Nachfrage zu richten. Von dort wurde uns mitgeteilt, daß die bisherigen kleineren Sender als Ansteuerstufen für noch teilweise in diesem Jahr hinzukommende Endstufen errichtet werden. Es wird also, wie bei einer Planung, naturgemäß zunächst der Grundstock gelegt, der seinen weiteren Ausbau in diesem wie auch im kommenden Jahre erfahren wird. Bisher wurden folgende UKW-Sender aufgestellt:

Berlin	92,5 MHz,
Leipzig	88,0 MHz,
Inselsberg	94,0 MHz,
Schwerin	89,2 MHz,
Brocken	94,6 MHz.

Als erster Sender wurde zu Beginn der Leipziger Messe der Leipziger Sender auf 88,0 MHz leistungsmäßig bis auf 1 kW verstärkt. Die Leistungen der Sender Schwerin, Inselsberg und Brocken wurden gleichfalls auf 1 kW erhöht, und die neu hinzutretenden Sender werden in Kürze über die 250-W-Ansteuerleistung hinaus mit zusätzlichen Endstufen arbeiten.

Bemerkenswert erscheint uns der Hinweis, daß für Berlin zusätzlich der Tonsender des Fernsehsenders tagsüber mit der Frequenz 98,2 MHz UKW-Programm ausstrahlt.

Wir bitten zur Kenntnis zu nehmen, daß die derzeitigen Leistungen der fünf genannten Sender noch nicht ausreichen, um die DDR mit UKW-Rundfunk zu versorgen. Diese Tatsache ist allen Fachkundigen völlig klar. Jedoch gehört dieser Umstand zur ersten Stufe des Aufbaues des UKW-Sendernetzes.

Metallisierung der Röhren

Es scheint angebracht, eine Tatsache aufzugreifen, die sich seit einiger Zeit in die Produktion unserer Röhrenwerke eingeschlichen hat. Hier wird jetzt für die Außenmetallisierung einzelner Röhrentypen ein Material verwendet, das sehr häufig bereits nach kurzer Zeit abblättert. Besonders für Röhrentypen, die größerer thermischer Beanspruchung ausgesetzt sind, werden dann in empfindlichen Schaltungen, bei denen es auf eine außerordentlich gute statische Abschirmung ankommt, keine einwandfreien Arbeitsverhältnisse erreicht. Warum ging die HV-RFT von dem alten bis dahin üblichen Spritzverfahren, das eine etwas angerauhte Metallisierung ergab und sich gerade in dieser Hinsicht bestens bewährt hat, ab?

Rudolf Unfried, Pößneck/Thür.

Kontaktfehler beim 4 U 65

Beim Super 4 U 65 vom VEB Stern-Radio Rochlitz HV-RFT treten vielfach infolge des mangelhaft konstruierten Drucktastenschalters, besonders bei der Schaltstellung MW, Kontaktfehler auf. So waren zum Beispiel von acht zur Reparatur gegebenen Geräten dieser Type allein in sechs Fällen die Fehlerquellen auf die schlechte Kontaktgabe des Schaltaggregates zurückzuführen. In einzelnen, besonders hartnäckigen Fällen mußte sogar, um ein einwandfreies Arbeiten der Geräte zu gewährleisten, ein Umbau auf Normalspulensätze vorgenommen werden.

Wie stellt sich das Herstellerwerk zu diesem Übelstand?

Rudolf Unfried, Pößneck/Thür.

Verbesserungsvorschlag für den Ausgangstransformator des 1 U 11

In dem Gerät 1 U 11 hat die Verwendung von Ausgangstransformatoren mit Aluminiumdrahtwicklungen, deren Enden ohne Kupalüberzug im Lötzinn stecken, zu häufigen Garantiereparaturen geführt. Eingelötete Kupferenden, die durch Lüsterklemmen mit dem Aluminiumdraht verbunden wurden, schafften Abhilfe.

Könnten nicht zwei am Lautsprecherkorb befestigte Schraubverbindungen für den Anschluß des Aluminiumdrahtes und der Lötöse zum Anlöten der Tauchspulendrähte dem Hersteller viel Geld und dem Kunden den Ärger ersparen?

Egon Flemming, Potsdam

Mitteilung an unsere Leser! Im Heft 1 des neuen Jahrganges der Zeitschrift DEUTSCHE FUNK-TECHNIK beginnen wir mit der Veröffentlichung eines Fernsehlehrganges, der in regelmäßigen Fortsetzungen erscheint. Hiermit wird einem dringenden Bedürfnis vieler an der Fernsehtechnik interessierter Leser und besonders unseres Nachwuchses entsprochen.

UF 85

60

67

22,2 Ø

Maximale Kolbenabmessungen

RÖHRENINFORMATION UF 85

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

f f s k a g1 g2 k g3 11,9

Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Aufbau und Verwendung

Die UF 85 entspricht in ihrem Aufbau völlig der EF 85[1]), nur daß sie mit einem 100-mA-Heizfaden ausgerüstet ist. Sie wird für die gleichen Zwecke im Allstromempfänger verwendet wie die EF 85 im Wechselstromempfänger.

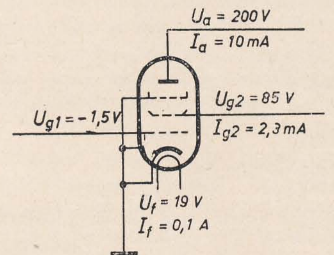
Hersteller

VEB Werk für Fernmeldewesen, HV-RFT.

Heizung

Indirekt durch Gleich- oder Wechselstrom geheizte Oxydkatode, Serienheizung.

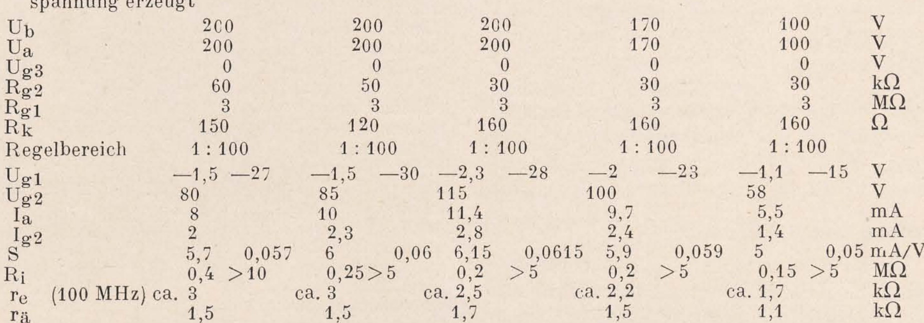
Heizspannung	U_f	19	V
Heizstrom	I_f	0,1	A



Meßwerte

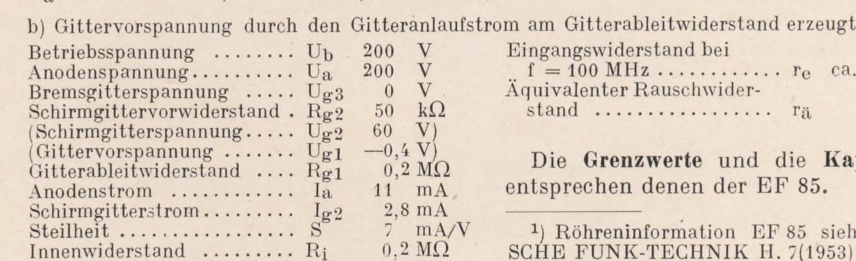
Anodenspannung	U_a	200	V
Bremsgitterspannung	U_{g3}	0	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	85	V
Gittervorspannung	U_{g1}	—1,5	V
Anodenstrom	I_a	10	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2,3	mA
Steilheit	S	6	mA/V
Innenwiderstand	R_i	250	kΩ

Betriebswerte als HF- oder ZF-Verstärker, gleitende Schirmgitterspannung, besonderer Schirmgittervorwiderstand für die UF 85



a) Gittervorspannung durch Katodenwiderstand, bei verzögerter Regelung durch die Verzögerungsspannung erzeugt

U_b	200		200		200		170		100		V
U_a	200		200		200		170		100		V
U_{g3}	0		0		0		0		0		V
R_{g2}	60		50		30		30		30		kΩ
R_{g1}	3		3		3		3		3		MΩ
R_k	150		120		160		160		160		Ω
Regelbereich	1 : 100		1 : 100		1 : 100		1 : 100		1 : 100		
U_{g1}	—1,5	—27	—1,5	—30	—2,3	—28	—2	—23	—1,1	—15	V
U_{g2}	80		85		115		100		58		V
I_a	8		10		11,4		9,7		5,5		mA
I_{g2}	2		2,3		2,8		2,4		1,4		mA
S	5,7	0,057	6	0,06	6,15	0,0615	5,9	0,059	5	0,05	mA/V
R_i	0,4	>10	0,25	>5	0,2	>5	0,2	>5	0,15	>5	MΩ
r_e (100 MHz)	ca. 3		ca. 3		ca. 2,5		ca. 2,2		ca. 1,7		kΩ
$r_ä$	1,5		1,5		1,7		1,5		1,1		kΩ



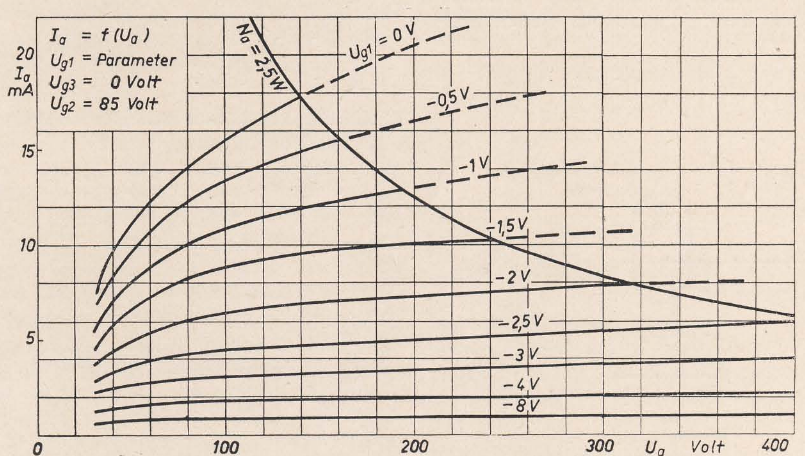
b) Gittervorspannung durch den Gitteranlaufstrom am Gitterableitwiderstand erzeugt

Betriebsspannung	U_b	200	V
Anodenspannung	U_a	200	V
Bremsgitterspannung	U_{g3}	0	V
Schirmgittervorwiderstand	R_{g2}	50	kΩ
(Schirmgitterspannung	U_{g2}	60	V)
(Gittervorspannung	U_{g1}	—0,4	V)
Gitterableitwiderstand	R_{g1}	0,2	MΩ
Anodenstrom	I_a	11	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2,8	mA
Steilheit	S	7	mA/V
Innenwiderstand	R_i	0,2	MΩ

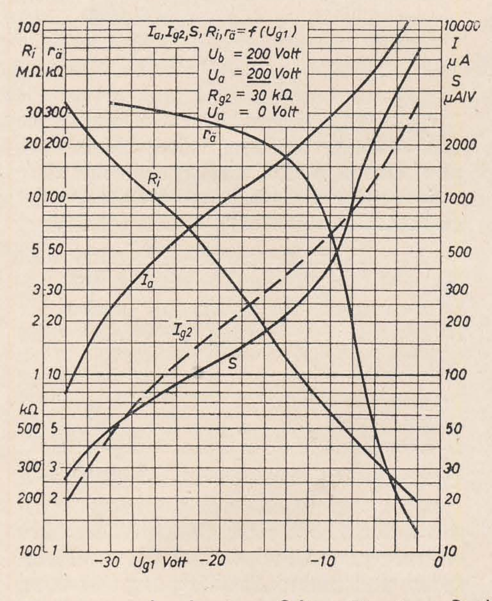
Eingangswiderstand bei f = 100 MHz	r_e	ca. 2,5 kΩ
Äquivalenter Rauschwiderstand	$r_ä$	1,2 kΩ

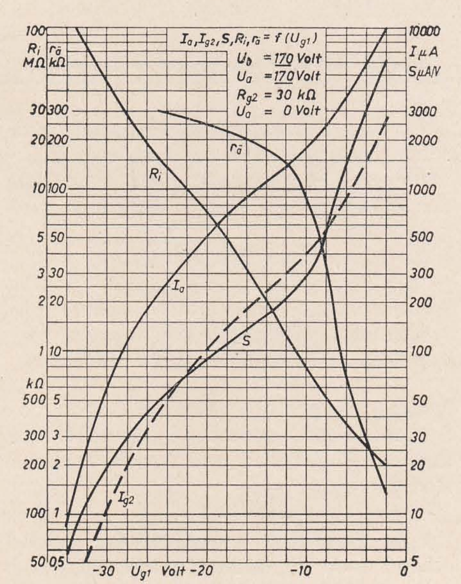
Die **Grenzwerte** und die **Kapazitäten** entsprechen denen der EF 85.

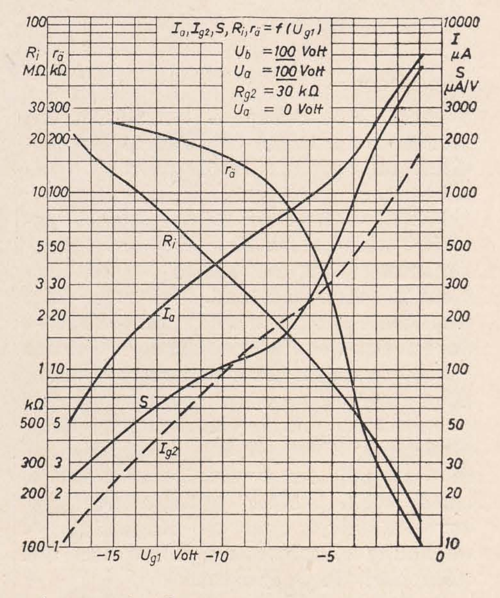
[1]) Röhreninformation EF 85 siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK H. 7(1953) S. 217.



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung, U_{g2} = 85 V





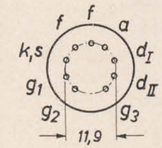


Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Steilheit, Innenwiderstand, Rauschwiderstand in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

UBF 80

Maximale Kolbenabmessungen

UBF 80 — 60 — 67 — 22,2



Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Aufbau und Verwendung

Die UBF 80 entspricht in ihrem Aufbau völlig der EBF 80[1]), nur daß sie mit einem 100-mA-Heizfaden ausgerüstet ist. Sie wird für die gleichen Zwecke im Allstromempfänger verwendet wie die EBF 80 im Wechselstromempfänger.

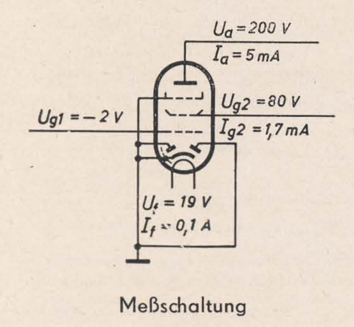
Hersteller

VEB Werk für Fernmeldewesen, HV-RFT.

Heizung

Indirekt durch Gleich- oder Wechselstrom geheizte Oxydkatode, Serienheizung.

Heizspannung	U_f	19	V
Heizstrom	I_f	0,1	A



Meßschaltung

Betriebswerte, zugleich Meßwerte

Diodenstrecken

Ähnlich der hochohmigen Diodenstrecke d I der EABC 80.

Pentodensystem

a) als HF- oder ZF-Verstärker mit gleitender Schirmgitterspannung

Betriebsspannung / Anodenspannung	U_b / U_a	200		V
Bremsgitterspannung	U_{g3}	0		V
Schirmgittervorwiderstand	R_{g2}	70		kΩ
Katodenwiderstand	R_k	300		Ω
Regelbereich		1 : 100		
Gittervorspannung	U_{g1}	— 2	—31,5	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	81	195	V
Anodenstrom	I_a	5		mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	1,7		mA
Steilheit	S	2,2	0,022	mA/V
Schirmgitterdurchgriff	D_{g2}	5,55		%
Schirmgitterverstärkungsfaktor	$\mu_{g2/g1}$	18		
Innenwiderstand	R_i	1	>10	MΩ
Äquivalenter Rauschwiderstand	$r_ä$	6,2		kΩ

$U_b = U_a$	170		100		V
U_{g3}	0		0		V
R_{g2}	50		50		kΩ
R_k	300		300		Ω
Regelbereich	1 : 100		1 : 100		
U_{g1}	—2	—26,5	—1,15	—15,5	V
U_{g2}	84	165	50	95	V
I_a	5		2,8		mA
I_{g2}	1,72		1		mA
S	2,2	0,022	1,9	0,019	mA/V
D_{g2}	5,55		5,55		%
$\mu_{g2/g1}$	18		18		
R_i	0,9	>10	0,9	>10	MΩ
$r_ä$	6,2		4,6		kΩ

b) als NF-Verstärker mit RC-Kopplung in Pentodenschaltung

U_b	170	170	170	170	V
R_a	220[2])	100	220[2])	100	kΩ
R_{g2}	700	300	700	300	kΩ
R_{g1}	1	1	10	10	MΩ
R_{g1}'	0,7	0,3	0,7	0,3	MΩ
R_k	2,5	1	0	0	kΩ
I_a	0,56	1,25	0,63	1,15	mA
I_{g2}	0,2	0,5	0,25	0,48	mA
Verstärkung	85	70	145	100	fach
bei $U_{a\sim eff}$					
= 3 V ist k	1,2	1,2	1,7	0,8	%
= 5 V ist k	1,5	1,6	1,8	1,4	%
= 8 V ist k	1,8	2	1,42	2	%

U_b	100	100	100	100	V
R_a	220[2])	100	220[2])	100	kΩ
R_{g2}	700	300	700	300	kΩ
R_{g1}	1	1	10	10	MΩ
R_{g1}'	0,7	0,3	0,7	0,3	MΩ
R_k	2,5	1	0	0	kΩ
I_a	0,32	0,75	0,35	0,75	mA
I_{g2}	0,12	0,27	0,13	0,3	mA
Verstärkung	82	67	95	67	fach
bei $U_{a\sim eff}$					
= 3 V ist k	1,4	1,4	1,9	1,7	%
= 5 V ist k	1,9	1,8	2,2	2,5	%

Besondere Maßnahmen gegen Klingen sind nicht erforderlich, wenn bei einer Sprechleistung der Endröhre von 50 mW die Eingangswechselspannung bei der UBF 80 ≧ 25 mV ist.

c) in Triodenschaltung (g2 mit a verbunden) als NF-Verstärker mit RC-Kopplung

U_b	170	170	170	170	V
R_a	100	50	100	50	kΩ
R_{g1}	1	1	10	10	MΩ
R_{g1}'	0,3	0,15	0,3	0,15	MΩ
R_k	2	1	0	0	kΩ
I_a	1,2	2,3	1,4	2,7	mA
Verstärkung	11	11	14	14	fach
bei $U_{a\sim eff}$					
= 3 V ist k	2,1	1,8	2,5	2,1	%
= 5 V ist k	3,5	3,1	3,8	3,4	%
= 8 V ist k	4,8	4,6	5	4,7	%

U_b	100	100	100	100	V
R_a	100	50	100	50	kΩ
R_{g1}	1	1	10	10	MΩ
R_{g1}'	0,3	0,15	0,3	0,15	MΩ
R_k	2	1	0	0	kΩ
I_a	0,74	1,3	0,8	1,5	mA
Verstärkung	11	11	12	12	fach
bei $U_{a\sim eff}$					
= 3 V ist k	3,2	3	3	3	%
= 5 V ist k	4,9	4,8	4,7	4,8	%

Grenzwerte

Spannung zwischen Faden und Katode	$U_{f/k}$	150 V

Die übrigen Grenzwerte sind die gleichen wie bei der EBF 80.

Auch die **Röhrenkapazitäten** entsprechen denen der EBF 80.

[1]) Röhreninformation EBF 80 siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK H. 11(1953) S. 345.

[2]) R_a = 200 kΩ + (R_{sieb} = 20 kΩ). R_{g1}' = Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe.

FRITZ KUNZE

Symbole für Röhrenkapazitäten

Innere Röhrenkapazitäten werden mit kleinen Buchstaben (c), äußere Kapazitäten mit großen Buchstaben (C) bezeichnet.

Mit Ausnahme der Raumladungskapazität c_r erfolgt das Messen aller Röhrenkapazitäten an der kalten Röhre, also nicht im Betriebszustand. Die Werte — mit Ausnahme der Raumladungskapazität — ändern sich beim Betrieb der Röhre nicht.

Sind zwei Systeme gleicher Art in einem Röhrenkolben vereinigt, so werden ihre Kapazitäten durch Hinzufügen einer römischen Ziffer (I, II) unterschieden. Sind zwei Systeme verschiedener Art in einem Röhrenkolben untergebracht, so vervollständigt man die Kapazitätsbezeichnung durch das Symbol für die Röhrenart (T, Q, P usw.).

Es bedeuten im einzelnen:

c_a: Ausgangskapazität. Kapazität zwischen der Anode und allen anderen Elektroden und Abschirmungen mit Ausnahme des Steuergitters. Das Steuergitter wird geerdet.

Es ist bei einer Pentode also $c_a \approx c_{a/f} + c_{a/k} + c_{a/g2} + c_{a/g3} + c_{a/s}$ (s = innere Abschirmung) + $c_{a/m}$ (m = äußere Abschirmung; Metallisierung, soweit vorhanden).

$c_{aI/aII}$: Kapazität zwischen Anode des Systems I und Anode des Systems II. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen sind geerdet.

$c_{a/d}$: Kapazität zwischen der Anode einer Triode (Pentode, Hexode usw.) und einer Diodenanode. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen sind geerdet.

$c_{a/g+f+s}$: Kapazität zwischen Anode und Steuergitter einer Triode. Heizfaden und innere Abschirmung sind mit dem Steuergitter verbunden. Die Katode wird geerdet. Wichtig für Gitterbasisschaltung.

$c_{a/k}$: Kapazität zwischen Anode und Katode. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen, die nicht im Innern der Röhre mit der Katode verbunden sind, werden geerdet.

$c_{a/kII}$: Kapazität zwischen der Anode (einer Triode oder Pentode) und einer zweiten Katode eines anderen Systems im Röhrenkolben (zum Beispiel einer Diode).

$c_{a/k+f+s}$, $c_{d/k+f+s}$: Kapazität zwischen der Anode einer Gleichrichterröhre oder einer Diodenanode und Katode. Heizfaden und innere Abschirmung liegen an der Katode.

Wird fortgesetzt

LEHRGANG FUNKTECHNIK

15. Fortsetzung

Die Schaltungstechnik

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Setzen wir den Ausdruck (44a) in Gleichung (42) ein und berücksichtigen, daß nach der Barkhausenschen Röhrengleichung $S = \frac{1}{D R_i}$ ist, und daß für $\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{I}_a R_a$ gilt, wobei das Minuszeichen auf die Gegenphasigkeit von $\mathfrak{U}_a$ und $\mathfrak{I}_a$ hindeutet, so erhalten wir schließlich

$$\mathfrak{I}_a = \frac{\mathfrak{U}_g}{D} \cdot \frac{1}{R_i} - \mathfrak{I}_a \frac{R_a}{R_i} \qquad (42\,a)$$

oder auch

$$\frac{\mathfrak{U}_g}{D} = \mathfrak{I}_a R_i + \mathfrak{I}_a R_a = \mathfrak{I}_a (R_i + R_a). \qquad (42\,b)$$

Aus der obigen Gleichung geht hervor, daß man die Verstärkerröhre wechselstrommäßig als einen Wechselstromgenerator mit der EMK $\frac{\mathfrak{U}_g}{D}$ und dem Innenwiderstand R_i auffassen kann, der durch den Widerstand R_a belastet wird. Diese Erkenntnis ist dem Ersatzschaltbild im Bild 85 (DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, Nr. 2(1953) S. 61) zugrunde gelegt worden.

Bei Mehrgitterröhren ist die resultierende Steuerspannung auch von dem Durchgriff der übrigen Elektroden aufeinander und auf das Steuergitter abhängig. Die Steuerspannung von Pentoden zum Beispiel ist wesentlich vom Durchgriff des Schirmgitters auf das Steuergitter bestimmt, während der Anodendurchgriff wegen der abschirmenden Wirkung des Schirm- und Bremsgitters vernachlässigbar klein ist.

Die Verstärkung $\mathfrak{V}$ wird als das Verhältnis der gewonnenen Anodenwechselspannung (Ausgangsspannung) $\mathfrak{U}_a$ zur Gitterwechselspannung (Eingangsspannung) $\mathfrak{U}_g$ definiert:

$$\mathfrak{V} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} = \frac{1}{D}\left(\frac{R_a}{R_i + R_a}\right) \qquad (45)$$

oder

$$\mathfrak{V} = S \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}. \qquad (45\,a)$$

Für $R_a \to \infty$ (Leerlauf), also für $R_a \gg R_i$, was vorwiegend bei Trioden der Fall ist, erhält man aus Gleichung (45) die Höchstverstärkung:

$$\mathfrak{V} = \frac{1}{D}. \qquad (46)$$

Das ist der bereits definierte Verstärkungsfaktor μ (vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, Nr. 2(1953) S. 60). Aus Gleichung (45) geht hervor, daß die Verstärkung einer Verstärkerstufe immer kleiner ist als der Verstärkungsfaktor der Röhre.

Bei Pentoden ist $R_a \ll R_i$, d. h. $R_i \to \infty$, so daß sich die Stufenverstärkung einer Pentode zu

$$\mathfrak{V} = S R_a \qquad (47)$$

ergibt.

Beispiele:

1. Berechne die Stufenverstärkung nach Gleichung (45a) der Doppeltriode ECC 81.

Einer Röhrentabelle entnehmen wir folgende Daten (je System):

$$S = 6{,}4 \text{ mA/V};\quad R_i = 10{,}4 \text{ k}\Omega;$$
$$R_a = 0{,}1 \text{ M}\Omega.$$
$$\mathfrak{V} = 6{,}4 \frac{10{,}4 \cdot 100}{110{,}4} = 60\text{fach}.$$

Nach Gleichung (46) ist:

$$\mathfrak{V} = \frac{1}{D} = S R_i = 6{,}4 \cdot 10{,}4 = 67\text{fach}.$$

Die Werte nach Gleichung (45a) und (46) stimmen annähernd überein.

2. Berechne die Stufenverstärkung nach den Gleichungen (45a) und (47) der HF-Pentode EF 12.

Einer Röhrentabelle entnehmen wir folgende Daten:

$$S = 2{,}1 \text{ mA/V};\ R_i = 1{,}5 \text{ M}\Omega;\ R_a = 200 \text{ k}\Omega.$$

Nach Gleichung (45a) ist:

$$\mathfrak{V} = 2{,}1 \frac{1500 \cdot 200}{1700} = 370\text{fach},$$

und nach Gleichung (47) gilt:

$$\mathfrak{V} = 2{,}1 \cdot 200 = 420\text{fach}.$$

Den beiden Beispielen ist zu entnehmen, daß die Stufenverstärkung der Pentode erheblich höher ist als die einer Triode. Die hohe Verstärkung der Pentode ist eine Folge ihres hohen Innenwiderstandes R_i, der im wesentlichen durch das Einfügen des Bremsgitters erzielt wird.

Für die Anodenwechselstromleistung gilt, da $\mathfrak{I}_a$ und $\mathfrak{U}_a$ Spitzenwerte darstellen:

$$\mathfrak{N}_a = \frac{\mathfrak{I}_a \mathfrak{U}_a}{2}. \qquad (48)$$

Im I_a-U_a-Kennlinienfeld von Bild 206 ist $\mathfrak{N}_a$ einem der schraffierten Dreiecke proportional, während die Anodenverlustleistung $N_a = I_a U_a$ dem schraffierten Rechteck entspricht. Das Verhältnis der beiden Flächen ist ein Maß für den Wirkungsgrad der Verstärkerstufe:

$$\eta = \frac{\mathfrak{N}_a}{N_a}. \qquad (49)$$

Betriebsarten der Leistungsverstärker

Je nach der negativen Gittervorspannung, mit der ein Verstärker arbeitet, unterscheidet man den A-, B-, C- und den D-Betrieb. Eine weitere Betriebsart, der sogenannte AB-Betrieb, ist eine Kombination von A- und B-Betrieb. Die einzelnen Betriebsarten werden im folgenden der Einfachheit halber an statischen Kennlinien erläutert.

A-Betrieb. Erhält das Gitter einer Verstärkerröhre eine solche Vorspannung, daß der Anodenstrom während der ganzen Schwingungsdauer einer aufgedrückten NF-Signalspannung $\mathfrak{U}_{st}$ fließt, so nennt man diesen Betrieb den A-Betrieb. Der A-Betrieb ist grafisch an Hand der statischen I_a-U_g-Kennlinie im Bild 207 dargestellt. Wie der Abbildung entnommen werden kann, fließt der Anodenstrom sowohl während der positiven als auch während der negativen Halbwelle der dem Steuergitter aufgedrückten Steuerspannung. Damit die Kurvenform des Anodenstromes nicht wesentlich von derjenigen der Signalspannung abweicht, muß die Vorspannung der Röhre so bemessen sein, daß die Aussteuerung durch die Steuerspannung im geradlinigen Teil der I_a-U_g-Kennlinie erfolgt.

Wird die Aussteuerung infolge ungünstiger Gittervorspannung im gekrümmten Kennlinienteil vorgenommen oder ist die Steuerspannung zu hoch, so daß eine Übersteuerung der Röhre stattfindet, entsteht eine Verzerrung des Anodenstromes und somit auch der Anodenspannung. Bei Übersteuerung der Röhre wird das Gitter zeitweise positiv (vgl. Bild 207c)

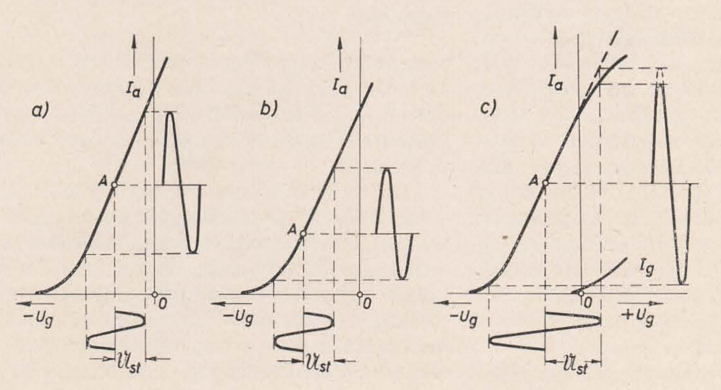


Bild 207: Arbeitsweise der Röhre bei A-Betrieb
a) richtiger Arbeitspunkt und Aussteuerung
b) Verzerrung des Anodenstromes durch zu große Gittervorspannung
c) Verzerrung des Anodenstromes durch Übersteuerung der Röhre (zu große Steuerspannung)

und leitet dann einen Teil des Katodenstromes ab, so daß ein Gitterstrom fließt. Die durch den Gitterstrom bedingte Teilung des Katodenstromes kann nur auf Kosten des Anodenstromes erfolgen, die I_a-U_g-Kennlinie verläuft bei Einsatz des Gitterstromes entsprechend flacher (vgl. Bild 207c). Dies hat beträchtliche Verzerrungen des Anodenstromes zur Folge. Durch das Auftreten des Gitterstromes erfolgt auch ein Beschneiden der Amplitude, das heißt eine Amplitudenbegrenzung. Die beiden ursprünglich gleichen Halbwellen sind nicht mehr gleich (Bild 207c), es ist eine Amplitudenverzerrung entstanden. Bei A-Betrieb ist die Einstellung des richtigen Arbeitspunktes besonders wichtig, um Verzerrungen auf ein Minimum zu beschränken.

Die Verstärker im A-Betrieb arbeiten mit einem Wirkungsgrad von 20 bis 25%, das heißt, die gewonnene Wechselstromleistung beträgt etwa $^1/_4$ der aufgewendeten Anodengleichstromleistung. Verstärker in A-Betrieb werden wegen ihrer hohen Wiedergabequalität in Empfängern für HF- und NF-Verstärkung verwendet. Die Mikrofonverstärker der Sendeanlagen arbeiten ebenfalls in A-Betrieb.

B-Betrieb. Befindet sich der Arbeitspunkt einer Verstärkerröhre im unteren Knick der I_a-U_g-Kennlinie (Bild 208),

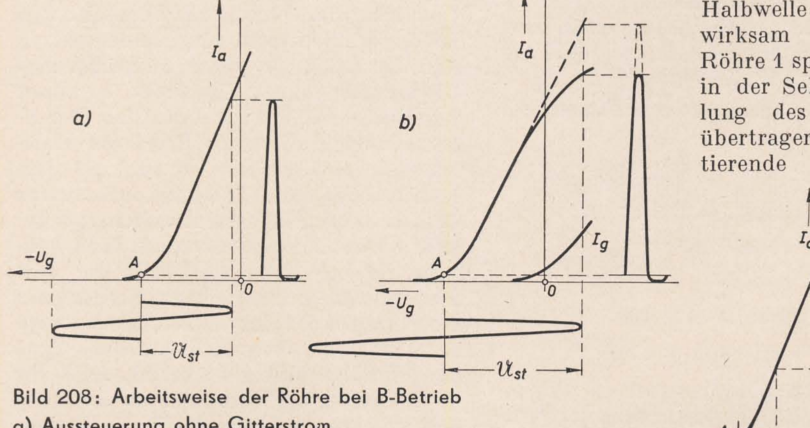


Bild 208: Arbeitsweise der Röhre bei B-Betrieb
a) Aussteuerung ohne Gitterstrom
b) Aussteuerung mit Gitterstrom
Man beachte den größeren Gitterwechselspannungsbedarf und die starke Verzerrung des Anodenstromes

das heißt, ist die Gittervorspannung so hoch, daß fast kein Anodenruhestrom fließen kann und der Anodenwechselstrom somit nur während der positiven Halbwelle der aufgedrückten Signalspannung $\mathfrak{U}_{st}$ fließt, so arbeitet der Verstärker in B-Betrieb. Dazu ist naturgemäß zur vollen Aussteuerung eine höhere Steuerspannung notwendig. Bei B-Betrieb mit Gitterstrom (vgl. Bild 208b) erfolgt die Aussteuerung wegen des fließenden Gitterstromes nicht mehr leistungslos, so daß zur Aussteuerung eine Leistungsstufe, die sogenannte Treiberstufe, notwendig ist. Da beim B-Verstärker nur ein geringer Anodenruhestrom fließt und infolgedessen nur eine geringe Gleichstromleistung erforderlich ist, wird er vorteilhaft in Batteriegeräten eingesetzt. Nachteilig ist allerdings der stark verzerrte Anodenwechselstrom, er hat also nicht mehr die Kurvenform der Steuerspannung. Diese Verzerrung kann weitgehendst dadurch behoben werden, indem man zwei Verstärkerröhren, ähnlich dem Zweiweggleichrichter, in Gegentakt anordnet.

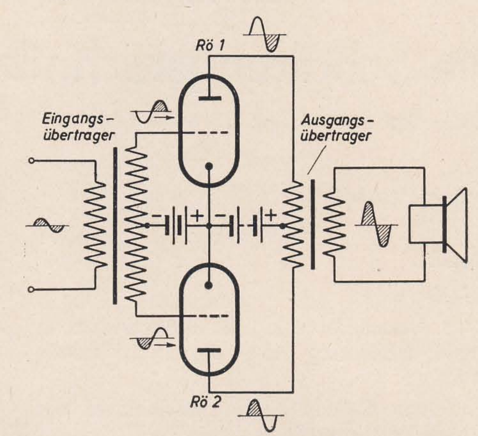


Bild 209: Schematische Darstellung der Wirkungsweise einer Gegentaktstufe

Bild 209 zeigt die Prinzipschaltung eines Gegentaktverstärkers. Der Gegentakteingangsübertrager erzeugt sekundärseitig zwei um 180° phasenverschobene Gitterwechselspannungen, die den beiden Steuergittern zugeführt werden. Während der einen (positiven) Halbwelle arbeitet die Röhre 1 und die Röhre 2 sperrt. Bei der zweiten (negativen) Halbwelle ist Röhre 2 wirksam und die Röhre 1 sperrt, so daß in der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers die resultierende Ausgangs-

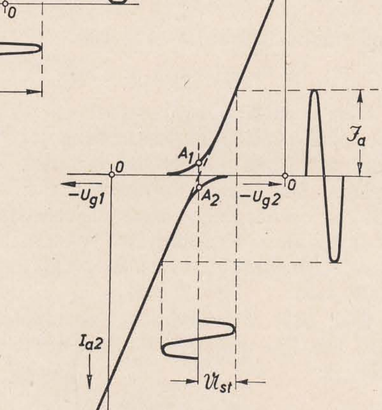


Bild 210: Wirkungsweise eines Gegentakt-B-Verstärkers

spannung keine Verzerrungen aufweist. Das Gesagte ist im Bild 210 an Hand der I_a-U_g-Kennlinien der beiden im Gegentakt geschalteten Röhren grafisch dargestellt.

Für Gegentaktschaltungen müssen zwei Röhren gleicher Type verwendet werden, die in ihren Betriebswerten keine Unterschiede aufweisen. Sowohl der Eingangs- als auch der Ausgangsübertrager müssen symmetrisch ausgeführt sein, da anderenfalls durch unsymmetrische Aussteuerung Verzerrungen entstehen können. Es empfiehlt sich, die Gittervorspannung einem Spannungsteiler oder, wenn es sich um einen größeren Verstärker handelt, einem Gleichrichter zu entnehmen, da der Anodengleichstrom von der Aussteuerung abhängig ist. Durch die Gegentaktschaltung wird die Anodenwechselstromleistung verdoppelt bis verdreifacht.

Man kann zur Erzielung größerer Leistung auch den A-Verstärker im Gegentakt betreiben. Er arbeitet wesentlich verzerrungsfreier als der Gegentakt-B-Ver-

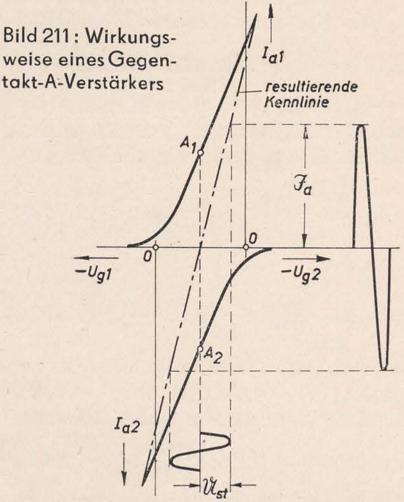


Bild 211: Wirkungsweise eines Gegentakt-A-Verstärkers

stärker, da die Linearisierung über den gesamten Kennlinienverlauf erfolgt (Bild 211). Beim Gegentakt-B-Verstärker erfolgt die Linearisierung nur im unteren Kennlinienknick, so daß er lediglich bei kleiner Aussteuerung verzerrungsfrei arbeitet, bei voller Aussteuerung jedoch mit großen Verzerrungen zu rechnen ist.

Infolge des sehr geringen Anodenruhestromes hat der Verstärker in B-Betrieb einen Wirkungsgrad von etwa 50 bis 60%. Aus diesem Grunde wird der B-Betrieb immer dann angewendet, wenn es gilt, große Leistungen bei kleinem Anodenruhestrom zu erzielen.

Der Einröhren-B-Verstärker kann wegen seiner starken Verzerrungen nicht als Wiedergabeverstärker eingesetzt werden, während sich der Gegentakt-B-Verstärker durch seine verzerrungsfreie Wiedergabe als Modulator für Telefoniesender sowie als NF-Endverstärker in Empfängern eignet. Einröhren-B-Verstärker werden wegen ihres günstigen Wirkungsgrades als HF-Senderverstärker verwendet.

C-Betrieb. Wird der Arbeitspunkt der Röhre noch weiter in das negative Gebiet gelegt, so arbeitet die Röhre in C-Betrieb. Wie aus Bild 212 ersichtlich ist, fließt der Anodenstrom während einer positiven Signalhalbwelle nur dann, solange die aufgedrückte Signalspannung $\mathfrak{U}_{st}$ den Kennlinienknick überschreitet, also nur während der positiven Spannungsspitzen. Die Zeit, während der ein Anodenstrom fließt, wird als Stromflußzeit bezeichnet und meist als sogenannter Stromflußwinkel Θ angegeben. Er entspricht der halben Stromflußzeit und ist beim C-Betrieb immer kleiner als 90° und liegt in der Größenordnung von 60° bis 75°.

Soll ein hoher Anodenwechselstrom fließen, ist eine große Gitterwechselspannung erforderlich. Diesem Nachteil steht

jedoch der Vorteil des größeren Wirkungsgrades dieser Verstärkerart gegenüber. Die HF-Verstärker im C-Betrieb arbeiten nicht selten mit Wirkungsgraden von 75%. Mit Hilfe eines Anodenschwingungskreises wird, ähnlich wie beim B-Verstärker, eine rein sinusförmige Spannung der gewünschten Frequenz ausgesiebt.

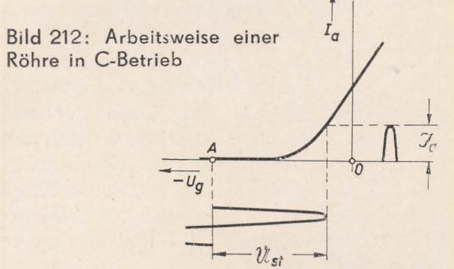


Bild 212: Arbeitsweise einer Röhre in C-Betrieb

Verstärkerstufen in C-Betrieb können unter keinen Umständen — auch nicht in Gegentaktschaltung — wegen der zu starken Anodenstromverzerrung als NF-Verstärker (Wiedergabeverstärker) verwendet werden. Sie arbeiten in Sendern als Frequenzvervielfacher und als gittergesteuerte Gleichrichter.

AB-Betrieb. Die AB-Schaltung nützt den Vorteil des B-Verstärkers aus, sie besitzt wegen des geringen Anodenruhestromes einen guten Wirkungsgrad und vermeidet dessen hohe Steuerspannung. Der Arbeitspunkt liegt hier nicht im unteren Knick, sondern lediglich etwas tiefer als beim normalen A-Verstärker (vgl. Bild 213). Mit steigender Aussteuerung geht der AB-Betrieb in reinen B-Betrieb über, da der stark verzerrte Anodenstrom eine Gleichstromkomponente aufweist, die den Anodenruhestrom erhöht und am Katodenwiderstand eine höhere

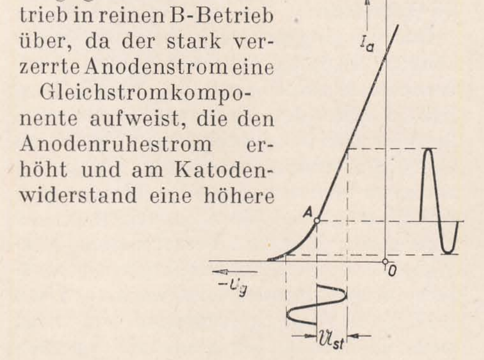


Bild 213: Aussteuerung bei AB-Betrieb

negative Gittervorspannung erzeugt, die den Arbeitspunkt in den unteren Kennlinienknick verschiebt. Da hierdurch die negative Halbwelle beschnitten wird, ist die Gegentaktschaltung erforderlich. Für Wiedergabeverstärker können aus den bereits besprochenen Gründen nur Röhren in Gegentakt-AB-Betrieb verwendet werden.

D-Betrieb. Hiermit bezeichnet man den AB-Verstärker mit fester Gittervorspannung, eine Verstärkerart, die wegen des erforderlichen großen Aufwandes bisher nur in Verstärkeranlagen verwendet wird. Gegenüber dem AB-Verstärker erzielt man mit Hilfe dieser Schaltung eine größere aussteuerbare Leistung ähnlich wie beim B-Verstärker, aber ohne unerwünschte Verzerrungen.

Bei kleiner Gitterwechselspannung wird der D-Verstärker praktisch symmetrisch ausgesteuert, eine unsymmetrische Aussteuerung erfolgt bei großer Gitterwechselspannung.

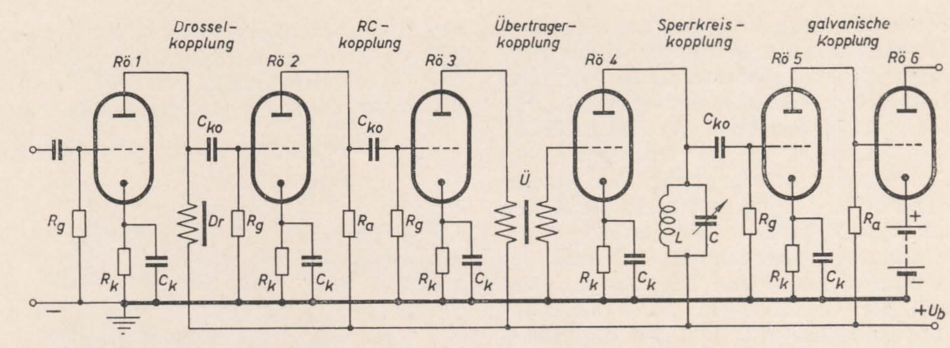


Bild 214: Schematische Darstellung der Kopplungsarten von Verstärkerstufen. R_a Anodenwiderstand, R_k Katodenwiderstand, R_g Gitterableitwiderstand, C_k Katodenkondensator, C_{ko} Kopplungskondensator

Kopplungen von Verstärkerstufen

Die Stufenverstärkung einer Röhre ist für den gewünschten Zweck meist nicht ausreichend, so daß zur Erzielung einer hohen Verstärkung mehrere Verstärkerstufen verwendet werden. Dabei können die einzelnen Stufen auf verschiedene Art miteinander gekoppelt werden. Bild 214 gibt die verschiedenen Kopplungsmöglichkeiten schematisch an.

Bei Pentodenschaltungen ist die sogenannte Widerstands- oder RC-Kopplung sehr verbreitet. In Triodenschaltungen wird die Übertrager- bzw. die Drosselkopplung bevorzugt.

Durch beide Kopplungsmethoden ergeben sich Vor- und Nachteile. Mit der Übertragerkopplung erzielt man eine größere Verstärkung je Stufe, und zwar erstens deshalb, weil infolge des geringen Gleichstromwiderstandes der Übertragerwicklung die Anode volle Betriebsgleichspannung erhält und zweitens, da man durch das Übersetzungsverhältnis eine zusätzliche Spannungsverstärkung bis zu 1 : 10 erreichen kann. Als Nachteil sind die durch die Gleichstromvormagnetisierung des Übertragerkernes verursachten Verzerrungen zu nennen. Da mit Trioden eine geringe Verstärkung erzielt wird, verwendet man in Triodenschaltungen vorzugsweise die Übertragerkopplung.

Die RC-Kopplung arbeitet verzerrungsfrei. Nachteilig wirkt sich die Verminderung der Betriebsspannung durch den meist hohen Arbeitswiderstand im Anodenkreis aus, was auch ein Absinken der Verstärkung zur Folge hat. Deshalb wird die RC-Kopplung vorzugsweise für Pentodenverstärker angewendet, die einen hohen Verstärkungsfaktor besitzen. Abgesehen davon, daß die RC-Kopplung eine elegantere Lösung gegenüber der Übertragerkopplung darstellt, ist sie auch gewichtsmäßig gegenüber der Drossel- bzw. Übertragerkopplung vorteilhafter und vor allem wesentlich billiger.

In HF-Verstärkerstufen ist die Sperrkreiskopplung weit verbreitet. Sie wirkt im Resonanzfalle wie eine RC-Kopplung. Die Kopplung der ZF-Verstärkerstufen erfolgt naturgemäß über Bandfilter, die eine gemischte Sperrkreis- und Übertragerkopplung darstellen.

Bei den oben beschriebenen Kopplungsarten erfolgt die Kopplung nur in bezug auf die Wechselspannung bzw. den Wechselstrom. Der Anodengleichstrom kann weder bei der RC-Kopplung — infolge der Sperrwirkung des Kopplungskondensators — noch bei der Übertragerkopplung — da die Induktionswirkung nur bei Wechselstrom hervorgerufen wird — zur angekoppelten Stufe gelangen. Die Kopplungselemente müssen so bemessen sein, daß alle zu verstärkenden Frequenzen gleichmäßig übertragen werden, da sonst eine frequenzabhängige Verstärkung stattfindet, was Verzerrungen zur Folge hat.

Diese Kopplungsarten werden nicht nur bei der Kopplung von Verstärkerstufen verwendet, sondern auch dann, wenn getrennte elektrische Stromkreise miteinander zu verbinden sind (z. B. Antennenankopplung). Die RC-, Drossel- und Sperrkreiskopplung bezeichnet man als kapazitive Kopplung. Für die Übertragerkopplung in HF-Stufen ist auch der Ausdruck induktive Kopplung üblich.

Eine weitere Kopplungsart ist die sogenannte galvanische Kopplung, die mit Hilfe eines Widerstandes (Spannungsteiler, Potentiometer) oder auch durch direkte leitende Verbindung erfolgt. Sie hat den großen Vorteil, daß wegen des Fehlens eines Kopplungskondensators auch die tiefsten Übertragungsfrequenzen und Gleichstrom verstärkt werden können. Das Steuergitter muß dabei so stark negativ vorgespannt sein, daß der Verstärker trotz der direkten Kopplung mit der positiven Anode in A-Betrieb arbeitet. Das heißt, die hohe negative Gittervorspannung kompensiert die positive Anodenspannung und drückt darüber hinaus dem Gitter die für den normalen A-Betrieb notwendige Vorspannung auf. Galvanisch gekoppelte Verstärker werden vorwiegend in der Meßtechnik als Gleichstromverstärker und zur Verstärkung sehr niedriger Frequenzen verwendet. Zum Betrieb von Gleichstromverstärkern sind sehr konstante Spannungsquellen erforderlich. Der Aufbau und Betrieb derartiger Verstärker ist nicht einfach und erfordert einige Erfahrungen in der Verstärkertechnik.

Neben diesen erwünschten Kopplungen sind bei mehrstufigen Verstärkern auch unerwünschte Kopplungen vorhanden. Da alle Röhren eines mehrstufigen Verstärkers aus der gleichen Stromquelle, zum Beispiel aus dem gemeinsamen Netzteil gespeist werden, entsteht über deren Innenwiderstand eine unerwünschte Kopplung der einzelnen Stufen, die zu Störschwingungen führen kann. Bild 215 zeigt das Schaltschema für einen zweistufigen HF-Verstärker mit kombinierter Drossel-Sperrkreiskopplung und gemein-

samer Stromquelle. Jede Anodenstromschwankung (zum Beispiel der Röhre 2) erzeugt am Innenwiderstand R_i des Netzteiles einen Wechselspannungsabfall. Dieser wirkt auf den Anodenkreis der Röhre 1 und induziert in der Gitterspule der Röhre 2 eine Störspannung. Zur Beseitigung dieser Kopplung müssen die Stufen entkoppelt werden. Dies erfolgt durch Einschalten sogenannter RC-Entkopplungsglieder, das sind Tiefpässe mit sehr geringer Grenzfrequenz. Die Entkopplungskondensatoren C legen die Anode wechselstrommäßig eindeutig an Masse, so daß praktisch kein Wechselstrom über den Stromquelleninnenwiderstand fließen kann. Das Entkopplungsglied wirkt auch als ein weiteres Siebglied der Betriebsgleichspannung. Es muß besonders darauf geachtet werden, daß der Masseanschluß an wenigen gemeinsamen Punkten erfolgt, da sonst durch das Chassisblech undefinierte Kopplungswiderstände — ähnlich dem Stromquelleninnenwiderstand — entstehen. Die üblichen Werte der Entkopplungsglieder sind: $C = 0{,}5$ bis $2\ \mu F$ und $R = 50$ bis $150\ k\Omega$.

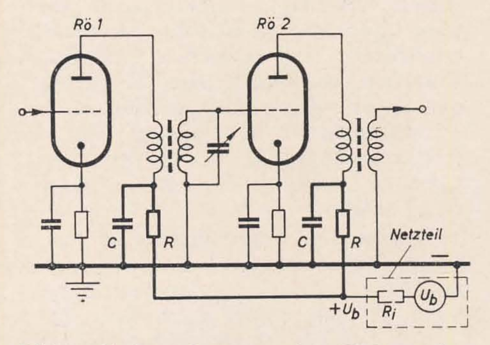


Bild 215: Entkoppelter zweistufiger HF-Verstärker mit kombinierter Drossel-Sperrkreiskopplung

Weitere Störkopplungen entstehen durch Schaltkapazitäten, die sich besonders bei höheren Frequenzen bemerkbar machen. Sie führen zu den gefürchteten „wilden" Schwingungen des Verstärkers. In einem solchen Falle hilft nur eine saubere und durchdachte Schaltungsweise und Verdrahtung.

Phasenumkehrschaltungen

In modernen Verstärkerschaltungen werden für Gegentaktendstufen statt des Gegentakteingangsübertragers nach Bild 209 oft sogenannte Phasenumkehrschaltungen verwendet. Diese arbeiten ohne Verzerrungen, die durch den eisenhaltigen Gegentaktübertrager entstehen, und bewirken neben einer wesentlichen Gewichts- und Kostenersparnis eine Erhöhung der Wiedergabegüte durch Übertragen eines großen Frequenzbereiches.

Eine einfache Phasenumkehrschaltung mit einer Röhre ist im Bild 216 dargestellt. Der Arbeitswiderstand der Phasenumkehrröhre ist in zwei Teilwiderstände R_{a1} und R_{a2} aufgeteilt, die gleiche Ohmwerte besitzen und von denen der eine wie üblich in den Anodenkreis und der andere in die Katodenleitung geschaltet ist. Der Katodenwiderstand R_k dient wie üblich zur Erzeugung der Gittervorspannung. Um eine Entkopplung der Stromquelle zu gewährleisten, muß der Anodenwiderstand R_{a1} über einen genügend hohen Kondensator eindeutig an Masse gelegt werden. Am Widerstand R_{a2} entsteht eine Wechselspannung, die mit dem Anodenwechselstrom phasengleich ist und

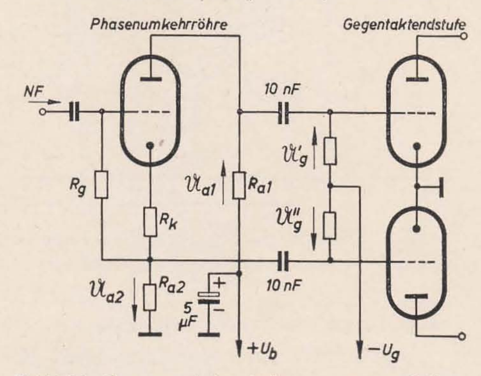


Bild 216: Phasenumkehrschaltung mit einer Röhre

somit in bezug auf die Anodenwechselspannung um 180° phasenverschoben erscheint, wie im Bild 216 durch die gegensinnigen Pfeile angedeutet ist. Die der Gegentaktendstufe zugeführten Gitterwechselspannungen sind entgegengesetzt gleich. Damit wird die Funktion des Gegentakteingangsübertragers durch die Phasenumkehrröhre völlig ersetzt.

In der Phasenumkehrröhre wird allerdings so gut wie keine Verstärkung ($\mathfrak{V} < 2$) gewonnen, da die Widerstände in der Katodenleitung naturgemäß wechselstrommäßig nicht überbrückt werden dürfen. Dies hat eine starke Gegenkopplung zur Folge, welche die Verstärkung herabsetzt (vgl. später die Ausführungen über Gegenkopplung).

Dieser Nachteil wird durch die im Bild 217 dargestellte Schaltung vermieden, für die allerdings eine zusätzliche Röhre erforderlich ist. Durch Röhre 1 wird die NF-Spannung in der üblichen Weise verstärkt und über eine RC-Kopplung der Gegentaktendröhre Rö 3 zugeführt, deren Gitterableitwiderstand einen Spannungsteiler bildet. Dem Steuergitter der eigentlichen Phasenumkehrröhre Rö 2 wird ein Teil der Anodenwechselspannung der Röhre 1 zugeführt und in üblicher Weise verstärkt. Dabei entsteht die übliche Phasendrehung um 180° zwischen der Gitter- und Anodenwechselspannung, so daß die beiden Gitterwechselspannungen der Gegentaktstufe in ihrer Phase entgegengesetzt gerichtet sind. Gleiche Größe der Spannungen wird durch richtiges Bemessen der Spannungsteilung am Gitterableitwiderstand der Endröhre Rö 3 erreicht.

Eine recht interessante Lösung ist die im Bild 218 dargestellte Schaltung ohne Phasenumkehrröhre. Hier wird die an einem Schirmgittervorwiderstand der einen Endröhre abfallende NF-Signalspannung — diese entsteht durch das Fehlen des Schirmgitterableitkondensators — dem Steuergitter der anderen Endröhre zugeführt. Der Kondensator C sperrt die Schirmgittergleichspannung. Die gleiche Größe der Gitterwechselspannungen ist von der Dimensionierung des Schirmgittervorwiderstandes abhängig. Bei dieser Schaltung muß allerdings darauf geachtet werden, daß der Schirmgittervorwiderstand die Schaltungssymmetrie nicht stört.

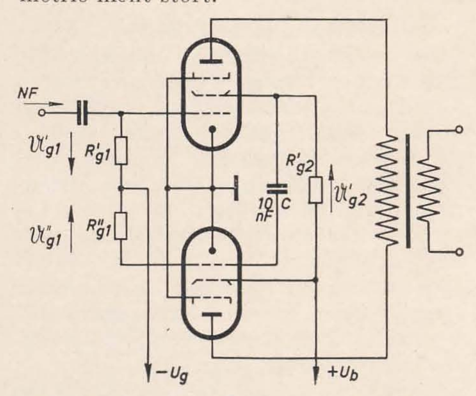


Bild 218: Phasenumkehrschaltung ohne Phasenumkehrröhre

RC-Verstärker

Da die Kopplungsglieder frequenzabhängige Schaltelemente (Spulen, Kondensatoren) sind, ist die Verstärkung eines bestimmten Frequenzbandes, zum Beispiel der Tonfrequenzen von 30 bis 15 000 Hz, frequenzabhängig. Man ist natürlich bestrebt, diese Frequenzabhängigkeit möglichst klein zu halten, da sie sogenannte lineare Verzerrungen verursacht. Die im Anodenkreis angeordneten Kopplungselemente verändern den wirksamen Anodenwiderstand und somit nach Gleichung (47) auch die Verstärkung.

Zur Untersuchung der Frequenzabhängigkeit bei RC-Kopplung benutzen wir die im Bild 219 dargestellte Ersatzschaltung. Die Röhre 1 mit der EMK $\mathfrak{U}_{g1}/D_1$ und dem Innenwiderstand R_{i1} arbeitet auf den Anodenwiderstand R_{a1}, der parallel mit dem Kopplungsglied C_{k0}, R_{g2} geschaltet ist. Der Widerstand R_{g2} ist gleichzeitig der Gitterableitwiderstand der folgenden Röhre. Es treten sowohl im Anodenkreis der Röhre 1, als auch im Gitterkreis der Röhre 2 sogenannte schädliche Kapazitäten auf (C_{s1} und C_{s2}), die ebenfalls einen Einfluß auf die Verstärkung ausüben. Die schädliche Kapazität C_{s1} setzt sich aus der Anoden-Katoden-Kapazität der Röhre 1 und einer unvermeidlichen Schaltkapazität von etwa 5 bis 10 pF zusammen.

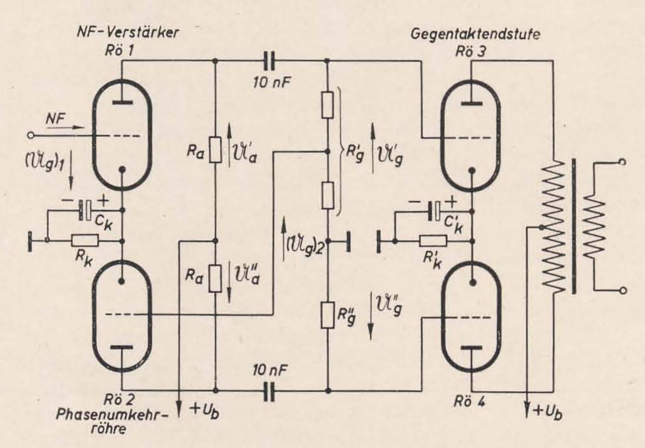


Bild 217: Phasenumkehrschaltung mit zusätzlicher Hilfsröhre

Wird fortgesetzt

Literaturkritik und Bibliographie

Horst Hille

Fernsehen leichtverständlich

Fachbuchverlag GmbH, Leipzig, 1953

224 Seiten, 212 Abb., DIN B 6

Kunstleder 5,— DM

Das Vorwort sagt bereits, für welchen Interessentenkreis das vorliegende Büchlein gedacht ist. Es wendet sich nicht an den Hochfrequenzspezialisten, sondern vornehmlich an den technischen Laien, der, sicher bald Besitzer eines Fernsehempfängers, in großen Zügen über die Arbeitsweise und das Funktionieren seines Gerätes unterrichtet sein will. Weiter sollen alle Fernmelde- und Elektrotechniker, Lehrlinge, Volkshochschüler und solche Fachkräfte angesprochen werden, die sich beruflich mit der Fernsehtechnik vertraut machen wollen.

Damit der Inhalt jedem Leser leicht verständlich ist, sind in dem kleinen Werk keinerlei Voraussetzungen hinsichtlich der technischen und physikalischen Kenntnisse gemacht worden. So befassen sich denn auch die ersten beiden Kapitel mit den allereinfachsten Dingen der Elektro- und Hochfrequenztechnik. Kurze Erklärungen der Physik des Pendels leiten über zu den Begriffen Nieder-, Ton- und Hochfrequenztechnik, lange, mittlere, kurze und ultrakurze Wellen sowie Deziwellen usw. Nach einer kurzen Beschreibung der Wirkungsweise der Elektronenröhren werden die einfachen Rundfunkempfänger, vom Geradeausempfänger bis zum Super, gestreift.

Das dritte Kapitel ist der Geschichte des Fernsehens gewidmet, der Leser erfährt etwas über die Nipkowscheibe, die Kerrzelle, die Spiegelschraube und über deren Erfinder. Ähnlich sind die folgenden Abschnitte gegliedert; ganz allmählich und behutsam wird der Leser mit den Begriffen der Elektronenoptik, der Fernsehnorm und der Kippschwingungserzeugung vertraut gemacht. Er erfährt das Wichtigste über Aufnahmekameras und Sekundärelektronen. Zum Schlusse, gewissermaßen als Krönung des Ganzen, wird dann dem Leser, der den Ausführungen bis dahin mit Verständnis gefolgt ist, erklärt, wie denn eigentlich sein Empfänger, mit dem er dereinst in seinem Heim das aktuelle Zeitgeschehen wird verfolgen können, funktioniert. Zum Ausklang erfährt man dann noch etwas über die Zukunftsaussichten, das Farbfernsehen und die verschiedenen Möglichkeiten dazu, wie das CBS-Sequenzverfahren und das Simultanverfahren der RCA.

Alles in allem kann man sagen, daß das vorliegende Buch die immer noch recht dürftige deutschsprachige Fernsehliteratur in erfreulicher Weise vermehrt und ergänzt. Jeder, ob er nun mit der Rundfunktechnik vertraut ist oder nicht, kann sich an Hand dieses Buches leicht über den Aufbau und die Wirkungsweise des Fernsehsenders und -empfängers unterrichten. Eine Fülle von Anregungen findet auch der zukünftige Service-Techniker, dem erläutert wird, welche Funktionen die einzelnen Teile des Fernsehempfängers haben.

Das Buch wird bestimmt seinen Leserkreis finden. Die Ausstattung ist ausgezeichnet, die Abbildungen und der Druck sind klar und deutlich; in einer zukünftigen Auflage sollte man aber zu der Schreibweise ,,Katode" statt ,,Kathode" übergehen. Hervorgehoben werden muß die übersichtliche Anordnung des Inhaltsverzeichnisses, das in Stichworten alles anführt, was in dem betreffenden Kapitel an Wissensstoff gebracht wird. *Taeger*

Dr.-Ing. habil. Friedrich Vilbig

Hochfrequenzmeßtechnik

Carl Hanser Verlag, München

720 Seiten, 1240 Abb., Format 17 × 24,5 cm

Der bekannte Verfasser hatte bereits mit dem ,,Lehrbuch der Hochfrequenztechnik", dessen 5. neubearbeitete Auflage demnächst erscheinen wird, ein Werk geschaffen, das insbesondere durch die Reichhaltigkeit des Materials beachtliche Erfolge erzielen konnte. Mit welcher Sorgfalt das neue umfassende Fachbuch vorbereitet wurde, läßt schon der vor 18 Jahren gefaßte Entschluß des Verfassers erkennen, das große Gebiet der Hochfrequenzmeßtechnik in einem gesonderten Werk zu behandeln. Die Fülle des Stoffes, der das weite Gebiet der Meßtechnik von den niedrigen bis zu den höchsten in der cm-Wellentechnik angewendeten Frequenzen behandelt, vermittelt nicht nur die in der Industrie gebräuchlichen Geräteschaltungen und Meßmethoden, sondern auch eine große Zahl grundsätzlicher Meßmethoden. Sowohl der didaktische Aufbau des Werkes als auch die dem Verfasser durch seine Tätigkeit bekannt gewordenen oder von ihm entwickelten Verfahren, die zum Teil noch nicht veröffentlicht wurden, geben dieser Arbeit ihren bedeutenden Wert. Nicht zuletzt sind es auch die reichen praktischen Erfahrungen des Verfassers, daß keine Rezeptsammlung entstand, sondern der Inhalt des Buches zu neuartigen, in der Praxis der Meßtechnik oft erforderlichen Methoden anregt. In zwei Hauptabschnitten ,,Allgemeine Hochfrequenzmeßtechnik" und ,,Spezielle Anwendung der Hochfrequenzmeßtechnik" wird das gesamte Gebiet umfassend behandelt. Hierbei ist zu beachten, daß die Hochfrequenzmeßtechnik nicht nur auf dem Gebiet der Hochfrequenzmeßtechnik Anwendung findet, sondern darüber hinaus bei allen wissenschaftlichen Messungen, wie Zeit- und Längenänderungsmessungen, astronomischen, meteorologischen, geologischen, kernphysikalischen, biologischen, akustischen Messungen sowie in der Medizin und bei der Überwachung von Arbeitsvorgängen in der Fabrikation. Ein ausführliches Namen- und Stichwortverzeichnis sowie die zahlreichen Hinweise auf in- und ausländisches Schrifttum erhöhen den Wert des vom Verlag hervorragend ausgestatteten Buches. Hervorzuheben wäre noch die reichhaltige und gute Illustration. *Läubrich*

Dr. Werner Jellinghaus

Magnetische Messungen an ferromagnetischen Stoffen

Walter de Gruyter&Co., Berlin W 35

163 Seiten, 103 Abb., DIN A 5

Mit der Neuerscheinung des vorliegenden Fachbuches ist endlich eine empfindliche Lücke in dem auf dem deutschen Büchermarkte wenig oder sehr zerstreut vorhandenen Schrifttum hinsichtlich der meßtechnischen Erfassung der besonderen Eigenschaften der ferromagnetischen Werkstoffe geschlossen worden. In der modernen Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik gibt es wohl, wenn man von der Dezimetertechnik absieht, nur wenige Spulen und Schwingkreise, die kein Eisen enthalten. Mit der modernen Eisenkernspule können zum Beispiel jetzt Effekte wie Rückkopplung, Selbsterregung usw. erzielt werden, die bisher nur den Elektronenröhren vorbehalten waren. Diese Erkenntnisse waren aber nur möglich, indem man mit Hilfe der exakten Messung die Theorie des Ferromagnetismus immer mehr erhärten und ausbauen konnte. Der Nachrichtentechnik, dem Meßgerätebau usw. wurde somit in letzter Konsequenz ein wissenschaftlich und produktionsmäßig absolut beherrschtes Bauelement zur Verfügung gestellt, ohne das die Erschließung neuer technischer Möglichkeiten auf diesen Gebieten nicht mehr denkbar ist. Die eingehende Kenntnis der speziellen Meßverfahren des Ferromagnetismus blieb jedoch bisher, wie die zugehörige Metallkunde, nur einem kleinen Fachkreis vorbehalten, was aber im Interesse des Nachwuchses und einer gesteigerten Arbeitsproduktivität nicht richtig ist. Von jedem Gerätebauer und im besonderen von jedem Schaffenden der drahtgebundenen Weitverkehrstechnik wurde dies immer wieder als unbedingter Mangel empfunden. Es ist daher von unserem gesellschaftlichen Standpunkte aus betrachtet besonders lobenswert, daß der Verfasser als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Max-Planck-Institut für Eisenforschung in Düsseldorf mit seinem Buch über die magnetischen Messungen an ferromagnetischen Stoffen endlich auch den kleinen und großen Fachleuten der Funk- und Fernmeldeindustrie die langersehnte Zusammenstellung der diesbezüglichen Meßverfahren als Rüstzeug übergibt. Es ist dem Verfasser gelungen, die an sich schwierige Materie in wissenschaftlicher Form leicht verständlich unter breitester Berücksichtigung der praktischen Seite darzulegen. Die Beschäftigung mit dem Fachbuch, das einen gründlichen Überblick über die heute üblichen ferromagnetischen Meßverfahren gibt, ist ein wahrhaft technischer Genuß. Das Gebotene ist methodisch und didaktisch als gelungen zu bezeichnen. Die zahlreichen Abbildungen sind klar und zweckentsprechend. Auf eine zusätzliche bildmäßige Untermauerung wurde bei dieser Auflage anscheinend bewußt zugunsten der Arbeitsverfahren verzichtet. Vielleicht könnte dies aber im Interesse des Nachwuchses bei einer Zweitauflage evtl. doch noch mit berücksichtigt werden. Desgleichen sollte bei einer späteren Bucherweiterung die Verfolgung der magnetischen Vorgänge in hochfrequenten Wechselfeldern und die Untersuchung der magnetischen Nachwirkung in meßtechnischer Hinsicht keinesfalls übergangen werden. Die rechnerischen Probleme sind im vorliegenden Buche in der Hauptsache mit Hilfe des in der Ingenieurpraxis eingebürgerten elektromagnetischen Maßsystems durchgeführt worden, ohne jedoch das in der Physik verankerte CGS-System auszuschließen.

Zum Studium des Buches werden lediglich die Grundgesetze des Magnetismus und der Elektrotechnik vorausgesetzt. Es bietet somit dem denkbar weitesten Interessentenkreis, angefangen vom Ingenieurspezialisten bis zum Studierenden der Hoch- und Fachschulen, eine zuverlässige meßtechnische Arbeits- und Qualifizierungsunterlage für die tägliche Laboratoriums-, Entwicklungs- und Prüffeldarbeit.

Das Buch gliedert sich in 14 Kapitel, worunter die über Gleichfeldverfahren zur Messung von Magnetisierung und Induktion, über Messungen in Wechselfeldern und über Verlustmessungen wegen der sorgfältigen Behandlung der Probleme besonders zu erwähnen sind. In allen Dingen hat sich der Verfasser stets vom Standpunkte der Praxis leiten lassen. Am Schlusse des Werkes ermöglicht ein kleiner, aber ausgewählter Literaturhinweis den Lesern das weitere Eindringen in die Materie.

Das Buch kann allen Werkbüchereien und Schaffenden der Funk- und Fernmeldeindustrie, insbesondere aber denen in der Weitverkehrs- und Trägerfrequenzgeräteproduktion, die sich mit magnetischen Messungen an ferromagnetischen Werkstoffen usw. zu befassen haben, wärmstens empfohlen werden. *Baier*

Radio-Praktiker-Bücherei

Franzis-Verlag, München

Fernsehreihe

Die ,,Fernsehreihe" der Radio-Praktiker-Bücherei hat die Aufgabe, ihren Leserkreis ständig über aktuelle Fragen der praktischen Fernsehtechnik zu unterrichten. Sie bedient sich dabei der bekannten Form einzelner broschürenartiger Bändchen, deren jedes ein mehr oder minder abgeschlossenes Teilgebiet oder einen bestimmten allgemeinen Fragenkomplex behandelt.

Doppelband 39/40

Ing. L. Ratheiser, Die Fernsehröhren und ihre Schaltungen, 128 Seiten

Die Veröffentlichungen von L. Ratheiser finden seit jeher durch eine knappe und trotzdem erschöpfende Darstellungsart, bei der anschauliche Zeichnungen und übersichtliche Tabellen im Vordergrund stehen, Anklang. Auch in diesem Werk wendet sich der bekannte Röhrenpublizist vornehmlich an Praktiker. Das Werk unterrichtet den Leser über den Aufbau und die technischen Daten der bis zur Drucklegung des Buches erschienenen Fernsehröhren sowie unter Zugrundelegen praktisch erprobter Industrieschaltungen über ihre Anwendung im Bild- und Tonteil der Fernsehempfänger. Eingehende Funktionsbeschreibungen mit Dimensionierungsformeln ergänzen die Ausführungen.

Dieses kleine Werk ist ein Musterbeispiel methodisch durchdachter Illustration. Von seinen 77 Bildern zeichnet sich besonders das über den Aufbau und die Arbeitsweise einer Bildröhre aus.

Das Buch bietet mehr als die 128 Seiten vermuten lassen und kann jedem Fernsehpraktiker wärmstens empfohlen werden. *Fellbaum*

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1833

Der russische Akademiker Emil Christianowitsch Lenz (in der deutschen Literatur bekannt als Heinrich Lenz) entdeckt das Prinzip der Gegeninduktion. Er entwickelte die Lenzsche Regel und das Gesetz von Joule-Lenz und arbeitete mit B. S. Jakobi auf dem Gebiete des Elektromagnetismus.

1833

Der Mathematiker Gauß konstruiert zusammen mit Professor Weber den elektromagnetischen Telegrafen.

Gauß hatte aus ganz elementaren Dingen die Anregung zu seinen großen Lehrsätzen über den Magnetismus geschöpft. Aus der Ablenkung, die eine in die Nähe eines eisernen Fenstergitters gebrachte Magnetnadel erfuhr, folgerte er, daß die Eisenstangen durch die Einwirkung des Erdmagnetismus selbst zu Magneten geworden seien. Auf diese Beobachtung baute er dann eine ganze Theorie des Magnetismus auf. Da Gauß auch das Magnetometer, einen Apparat zur Messung des Erdmagnetismus, erfunden hatte, bezeichnete man später die Einheit der magnetischen Feldstärke mit „Gauß".

Die erste elektromagnetische Telegrafenleitung der Erde verband die Göttinger Sternwarte, in der Gauß arbeitete, mit einem kleinen, etwa 100 m davon entfernten Häuschen, in dem magnetische Untersuchungen durchgeführt wurden. Er nutzte also die elektromagnetische Wirkung des Stromes auf eine Magnetnadel (Kompaß) aus. Die Abweichungen der Magnetnadel nach links oder rechts unter der Wirkung der Stromstöße wurde zu zwei Gruppen zusammengefaßt, um so ein Alphabet zu bilden. Die Verbindungsleitung bestand aus zwei einfachen Eisendrähten. Das erste Telegramm lautete: „Michelmann kommt" und enthielt also die originelle Nachricht, daß sich der Laboratoriumsdiener Michelmann unterwegs befinde, um anzufragen, ob das Telegramm auf der anderen Seite auch gut angekommen sei. Hierzu mußte das Magnetometer, das als Empfänger diente, 43 Bewegungen machen, so daß die Übertragung zwei Minuten in Anspruch nahm. Weber überbrachte Gauß am Ostersonntag die Nachricht, daß der erste Versuch gelungen sei. Nach diesem ersten gelungenen Versuch entschlossen sich Gauß und Weber, eine zweite Telegrafenlinie zwischen der Sternwarte und dem physikalischen Kabinett Webers zu verlegen. Über diese zweite Linie, deren Draht eine Gesamtlänge von 8000 m aufwies, konnten sich die beiden Gelehrten bequem verständigen.

20. 11. 1833

Der Mathematiker Gauß schreibt an seinen Freund Olbers über den von ihm zusammen mit Professor Weber erfundenen elektromagnetischen Telegrafen und über die Telegrafenlinie, die beide Gelehrten zu ihrer gegenseitigen Verständigung in Göttingen zwischen der Sternwarte von Gauß und dem physikalischen Kabinett Webers verlegt hatten: „Diese Art zu telegrafieren hat das Angenehme, daß sie von Wetter und Tageszeit ganz unabhängig ist; jeder, der das Zeichen gibt und der dasselbe empfängt, bleibt in seinem Zimmer, wenn er will, bei geschlossenen Fensterläden. Ich bin überzeugt, daß unter Anwendung besonders starker Drähte auf diese Weise auf einen Schlag von Göttingen nach Hannover oder von Hannover nach Bremen telegrafiert werden könnte."

Das Telegrafieren mit Nadeln, wie es von Gauß und Weber erfunden worden war, hatte jedoch zwei Übelstände: Einmal konnte es nur von solchen Personen ausgeführt werden, die das eigens dafür erfundene Alphabet erlernt hatten, wenn sie schnell die Zeichen lesen und schreiben wollten. Zweitens hinterließ der Telegraf nichts Dauerndes, so daß man bezüglich der Sicherheit und Genauigkeit der erhaltenen Depesche ganz auf die Aufmerksamkeit und Zuverlässigkeit des aufnehmenden Beamten angewiesen war.

1834

Der russische Elektrophysiker und Professor der Physik an der Medizinisch-Chirurgischen Akademie in Petersburg (Leningrad) Wassilij Wladimirowitsch Petrow (geb. 1761), der am 23. 11. 1802 den elektrischen Lichtbogen entdeckt hatte, stirbt im Alter von 73 Jahren.

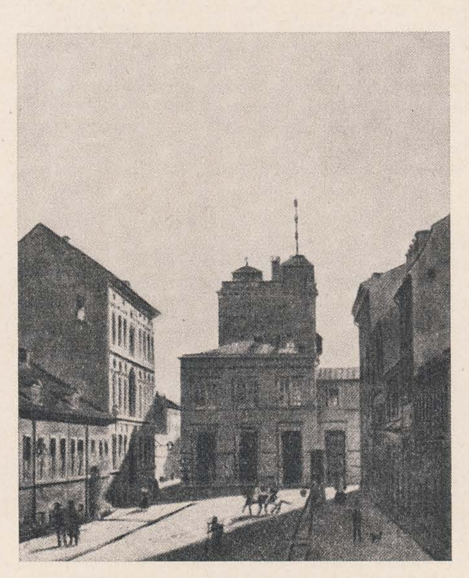
1834

Der amerikanische Maler Samuel Morse entwickelt das nach ihm benannte, aus Punkten und Strichen bestehende Morsealphabet.

1834

In Preußen wird die erste optische Telegrafenlinie mit Flügeltelegrafen (s. 1794 und 1832) von F. A. O. Etzel gebaut. Im Ausland waren solche Linien schon seit längerer Zeit in Gebrauch.

Dieser optische Telegraf wurde in Berlin auf dem Gebäude der Akademie der Wissenschaften in der Dorotheenstraße errichtet. Er führte mit 61 Stationen bis Koblenz und diente nur amtlichen Zwecken; 1853 wurde der Betrieb desselben wieder eingestellt .



Der im Jahre 1834 auf dem Gebäude der Akademie der Wissenschaften, Dorotheenstraße, errichtete optische Telegraf

7. 1. 1834

Philipp Reis, der Erfinder des Telefons (s. 1861) wird in Gelnhausen als Sohn eines Bäckermeisters geboren. Sein Vater starb schon in seinem zweiten Lebensjahre, mit zehn Jahren verlor er auch seine Mutter. Der früh verwaiste Knabe besuchte zunächst die Bürgerschule, in der er schon eine besondere Begabung für Sprachen und Naturwissenschaften zeigte. Sein Vormund schickte ihn daher mit 11 Jahren auf die Garniersche Schule in Friedrichsdorf bei Homburg und mit 14 Jahren auf das Hasselsche Institut in Frankfurt a. M. Sein Wunsch, in Karlsruhe das Polytechnikum besuchen zu können, blieb unerfüllt, da ihm die Geldmittel hierzu fehlten. Er trat daher am 1. 3. 1851 als kaufmännischer Lehrling in die Farbengroßhandlung von Johann Friedrich Leyersdorf in Frankfurt a. M. ein, in der er es schon im Jahre 1854 zum Lagerverwalter brachte. Während dieser Zeit arbeitete er durch Privatstunden in Mathematik, Chemie, Physik und Mechanik unermüdlich an seiner Weiterbildung, gleichzeitig bastelte und experimentierte er viel. So befestigte er unter seinen Schlittschuhen kleine Bleirädchen und erhielt dadurch Rollschuhe, außerdem konstruierte er damals ein Fahrrad. Bei einem anschließenden Besuch bei seinem früheren Schulleiter Garnier in Friedrichsdorf hielt ihn dieser als Lehrer an seinem Institut fest. Dort heiratete er die Tochter seines früheren Vormundes aus Gelnhausen. Neben seiner Tätigkeit als Lehrer legte er sich ein kleines Laboratorium an und beschäftigte sich mit zahlreichen Versuchen auf dem Gebiete der Reibungselektrizität und der Galvanoplastik. Außerdem baute er eine kleine Pumpe und eine kleine Dampfmaschine. 1852 begann er auf Grund der Arbeiten von Wilhelm Wertheim seine Versuche mit der Telefonie, beschäftigte sich 1860 eingehend mit der Untersuchung der Hörtätigkeit und des Gehörsinnes, erfand 1861 in Friedrichsdorf bei Frankfurt a. M. das erste sprechfähige Telefon, führte am 26. 10. 1861 der Physikalischen Gesellschaft in Frankfurt a. M. sein Telefon vor, wobei er Musik übertrug, und 1862 den Mitgliedern des Freien Deutschen Hochstiftes in Frankfurt a. M. seinen ersten verbesserten Telefongeber und Fernhörer, hielt 1863 auf der Deutschen Naturforscherversammlung und vor der Physikalischen Gesellschaft in Frankfurt a. M. einen Vortrag über sein neues Telefon, am 4. 9. 1863 einen Experimentalvortrag vor dem Kaiser von Österreich und am 21. 9. 1864 vor der Deutschen Naturforscherversammlung in Gießen.



Philipp Reis 1834 - 1874

1835

Der amerikanische Maler Samuel Morse, der anfangs seine ganze freie Zeit und sein ganzes Vermögen für erfolglose Versuche geopfert hatte, erfindet den Morsetaster zu seinem elektromagnetischen Telegrafen, und es gelingt ihm, Nachrichten mit elektrischen Zeichen auf immer größere Entfernungen zu übertragen. Sein telegrafischer Apparat bestand aus einer großen Malerstaffelei, an der ein durch ein Gewicht betriebenes Uhrwerk angebracht war und über deren länglichen, oben offenen Staffeleikasten sich ein Papierstreifen hinzog. An einer in der Mitte der Staffelei befindlichen Holzlatte war ein Elektromagnet angebracht, vor dem ein hölzernes Dreieck hing, das unten einen Schreibstift und gegenüber den Polen des Elektromagneten zwei kleine Eisenstückchen trug. Wenn der Papierstreifen unter dem Schreibstift hindurchgezogen wurde, so entstand ein gerader Strich. Wurde nun elektrischer Strom durch den Apparat geschickt, so drückte der Magnet die Eisenstücke gegenüber den Polen mit dem hölzernen Dreieck nach unten. Damit wurde auch der Schreibstift nach hinten bewegt, wodurch eine schräge Linie entstand. Beim Ausschalten des Stromes kehrte das Dreieckpendel wieder in seine alte Lage zurück, wobei der Stift einen Strich schräg nach vorn zeichnete. Es bildeten sich also auf dem Papierstreifen Winkel. Für jeden Buchstaben wurde nun eine bestimmte Anzahl solcher Winkel festgesetzt, so daß man auf diese Weise Worte und ganze Sätze telegrafieren konnte. Da Professor Morse nur geringe physikalische und elektrische Kenntnisse besaß, setzte er sich mit dem Chemie-Professor Gale in Verbindung.

1835

In Österreich wird die erste Telegrafenlinie mit Flügeltelegrafen (s. 1794) von Wien nach Linz errichtet.

1835

Der Physiker Professor Weber, der 1833 mit dem Physiker Gauß zusammen den ersten elektromagnetischen Telegrafen erfunden hatte, schlägt der Leipzig-Dresdener Eisenbahngesellschaft die Verwendung eines Eisenbahntelegrafen vor. Die Schienenstränge des Eisenbahngleises sollten als Rückleitung verwendet werden. Aber weder er noch Erdmann aus Leipzig, der damals den gleichen Vorschlag machte, fanden Gehör.





Ihre Bezugsquelle
für Rundfunkteile



KARL BORBS K. G.
LEIPZIG

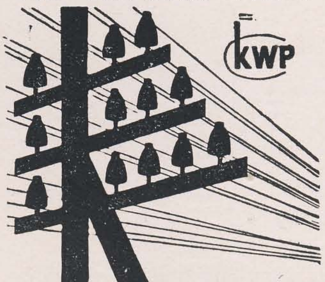
Kurt Schellenberg
in Verwaltung
Leipzig C 1, Goldschmidtstr. 22
Telefon 6 33 17

Großhandlung
für Elektro-, Radio-
und Phonobedarf

empfiehlt ein
reichlich sortiertes Lager

Versand nach auswärts
schnellstens

VEB KITTWERK PIRNA



TECHNISCHE KITTE
für den Elektrofachmann!

Verkaufe gegen Gebot:
Kapazitätsmeßgerät (Rode & Schwarz) 0–4,0 μF · **Taströhrenvoltmeter** (Rode & Schwarz) 10 kHz–300 MHz 0,02–2V **Kapavi** (Hartmann & Braun) 20 pF–1 μF **Isolationsmesser** (Hartmann & Braun) 0–100 Mohm · **Tongenerator** (Mende) 0–10 kHz · sämtl. neuwertig.
Ferner **1 Gegentaktverstärker** 2 × 904, 2 × 604 wenig gebraucht.
Angebote unter DL 10686 an DEWAG-Werbung, Leipzig C 1, Katharinenstraße 3

Verkaufe **Röhren** DG 16/2 260,– DM RV 278 25,– DM u. RV 335 30,– DM
Zuschriften 7467 **Annoncen-Mösch K. G.**
Jena

Rundfunkmechanikermeister
für Entwicklungsarbeiten in einem physikalischen Institut gesucht (Dauerstellung).
Bewerbungen mit genauem Werdegang und Zeugnisabschriften an das
Physikalische Institut Jena

Gesucht
Überlagerungsempfänger
RS 1/5 UD/42a
auch ohne Röhren, evtl. auch defekt. Angebote an
Wolfgang Rentsch, Pirna-Copitz
Liebethaler Straße 2a, Tel. 519



Dresden A 45
Pirnaer Landstraße 106
Telefon 21 88
Expressgut Niedersedlitz
Lautsprecher-
Tonarm-Reparatur

Suche für sofort **tüchtigen, ledigen**
Rundfunkmechaniker
Bewerbung unter DL 10606 an
DEWAG-Werbung
Leipzig C 1, Katharinenstr. 3

Rundfunkmechaniker (Meister)
25 Jahre alt, verh., langjährige Erfahrung auf allen Gebieten der HF-NF-sowie Meßtechnik und Elektroakustik, sucht Dauerstellung in vorbildl. Handwerksbetrieb (evtl. Privatindustrie) möglichst mit Wohngelegenheit.
Angebote unter DL 10561 an DEWAG-Werbung, Leipzig C 1, Katharinenstraße 3.



Anlauf-
Blindstrom-
Rundfunk-
Störschutz- **Kondensatoren**
Reparatur und Fertigung
FUNKFREQUENZ
HF-Gerätebau K. Schellenberg
in Verwaltung
Leipzig C 1, Goldschmidtstraße 22

ZEMAN

SEIT 1935 IM DIENSTE DES RUNDFUNKS

Allen Zeman-Freunden

ein frohes Weihnachtsfest und ein herzliches „Glück auf für 1954“

Belegschaft und Betriebsleitung der Firma Josef Zeman in Verwaltung, Roßwein/Sachsen, Weihnachten 1953

Schichtwiderstände – 0,25 – 0,5 – 1 – 2 – 3 Watt

DEUTSCHE FUNK-TECHNIK

RADIO · FERNSEHEN

ELEKTROAKUSTIK

1953

2. Jahrgang



FACHBUCHVERLAG GMBH LEIPZIG

INHALTSVERZEICHNIS

Heft 1 . . .	Seiten 1 bis 32	Heft 7 . . .	Seiten 193 bis 224
Heft 2 . . .	Seiten 33 bis 64	Heft 8 . . .	Seiten 225 bis 256
Heft 3 . . .	Seiten 65 bis 96	Heft 9 . . .	Seiten 257 bis 288
Heft 4 . . .	Seiten 97 bis 128	Heft 10 . . .	Seiten 289 bis 320
Heft 5 . . .	Seiten 129 bis 160	Heft 11 . . .	Seiten 321 bis 352
Heft 6 . . .	Seiten 161 bis 192	Heft 12 . . .	Seiten 353 bis 384

AUTORENVERZEICHNIS

Tribüne Druckerei III Leipzig III/18/36 13800 1253. Veröffentlicht unter Lizenz-Nummer 1129